



HAL
open science

Commande tolérante aux défauts et diagnostic des systèmes à retard inconnu par une approche sans modèle

Maxime Doublet

► **To cite this version:**

Maxime Doublet. Commande tolérante aux défauts et diagnostic des systèmes à retard inconnu par une approche sans modèle. Automatique / Robotique. Université de Lorraine, 2018. Français. NNT : 2018LORR0188 . tel-01977205

HAL Id: tel-01977205

<https://theses.hal.science/tel-01977205>

Submitted on 10 Jan 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

Commande tolérante aux défauts et diagnostic des systèmes à retard inconnu par une approche sans modèle

THÈSE

présentée et soutenue publiquement le 3 Décembre 2018

pour l'obtention du

Doctorat de l'Université de Lorraine

(Mention : Automatique, Traitement du Signal et des Images, Génie Informatique)

par

Maxime DOUBLET

Composition du jury

- Rapporteurs :* M. Nouredine MANAMANNI Professeur à l'université de Reims Champagne-Ardennes
M. Hassane ABOUAISSA Maitre de conférences-HDR à l'université d'Artois-Béthune
- Examineurs :* Mme. Bouchra ANANOU Maitre de conférences à l'université de Marseille
M. Abdouramane MOUSSA ALI Maitre de conférences à l'université du Sud Toulon Var
M. Michel FLIESS Directeur de recherche émérite de l'école Polytechnique de Paris
M. Taha BOUKHOBZA Professeur à l'université de Lorraine
- Directeurs de thèse :* M. Cédric JOIN Professeur à l'université de Lorraine
M. Frédéric HAMELIN Professeur à l'université de Lorraine

Mis en page avec la classe thesul.

Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier mes directeurs de thèse Cédric JOIN et Frédéric HAMELIN, professeurs à l'université de Lorraine, pour m'avoir fait confiance et pour leur suivi tout au long de ma thèse. Grâce à leurs savoir-faire et leurs connaissances j'ai pu mener à bien mon doctorat.

Je tiens aussi à remercier Jean Christophe PONSART, professeur à l'université de Lorraine, pour m'avoir encadré lors de mon stage de Master et m'avoir conforté dans l'idée d'effectuer mon doctorat. Je remercie aussi Eric RONDEAU professeur à l'université de Lorraine pour m'avoir poussé à ne pas abandonner lorsque les vents étaient contraires.

J'exprime également ma gratitude à messieurs Hassane ABOUAISSA, maître de conférences-HDR à l'université d'Artois-Béthune, et Noureddine MANAMANNI professeur à l'université de Reims Champagne Ardennes, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse.

Je remercie ensuite mes collègues doctorants du laboratoire notamment Krishnan SRINIVASARENGAN, Tejaswinee DARURE pour les bons moments passés en leur compagnie. Mention spéciale pour mon ami et collègue Marc-Abel BISCH.

Je tiens aussi à remercier l'association Phi-Sciences qui grâce à son mélange inter-générationnel m'a permis de rencontrer des doctorants et des enseignants chercheurs lorsque je suis arrivé à l'université et qui m'ont donné envie de poursuivre mes études jusqu'au doctorat.

Enfin, je remercie mes amis proches ou plus éloignés géographiquement d'avoir été présents tout au long de ma thèse ainsi que toute ma famille.

*Je dédie cette thèse
à mes parents,
mon frère,
mes grand-parents
et toute ma famille.*

Table des matières

Introduction générale

ix

Chapitre 1

Contexte, état de l'art et problématique

1.1	Les systèmes retardés	3
1.1.1	Modélisation des systèmes retardés	5
1.1.2	Les types de retard	7
1.1.3	Commande des systèmes retardés	8
1.2	Qu'est-ce que la commande sans modèle?	13
1.3	Diagnostic et commande tolérante aux défauts	18
1.3.1	Génération de résidus	20
1.3.2	Commande tolérante aux défauts	23
1.4	Problématique générale	26

Chapitre 2

Commande sans modèle appliquée aux systèmes à retards

2.1	Influence du paramètre α sur la stabilité	31
2.1.1	Méthode générale d'analyse de stabilité	31
2.1.2	Exemple d'illustration	34
2.2	Optimisation du paramètre α	39
2.2.1	Méthode d'optimisation pour α	39

2.2.2	Exemple d'illustration	41
2.3	Adaptation en ligne du paramètre α	45
2.3.1	Méthode générale	45
2.3.2	Exemple d'illustration	48
2.3.3	Cas d'un retard inconnu et variable	52
2.4	Commande sans modèle appliquée aux systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles	54
2.5	Ajustements de la commande sans modèle	57
2.6	Conclusion	65

Chapitre 3

Diagnostic et commande sans modèle tolérante aux défauts

3.1	Détection de défauts sans modèle	71
3.1.1	Défauts d'actionneur	77
3.1.2	Défaut système	84
3.1.3	Diagnostic appliqué aux systèmes retardés	87
3.2	Commande sans modèle tolérante aux défauts	93
3.2.1	Défaut système	93
3.2.2	Défaut d'actionneur	95
3.3	Conclusion	99

Conclusion générale	105
----------------------------	------------

Bibliographie	111
----------------------	------------

Table des figures

1.1	Echangeur de chaleur vapeur-eau.	4
1.2	Modélisation d'un système du premier ordre avec la méthode de Broïda.	6
1.3	Marge de gain et de phase.	10
1.4	Schéma de principe du predicteur de Smith.	11
1.5	Schéma de principe de la commande prédictive.	11
1.6	Schéma de principe de la commande sans modèle.	14
1.7	Structure générale d'un système de diagnostic.	19
1.8	Structure générale d'un système de diagnostic et de commande tolérante aux défauts.	24
2.1	$\log(\Im(\text{den}(x, y)) + \Re(\text{den}(x, y)))$	36
2.2	Tableau récapitulatif des différents cas de figure.	37
2.3	Diagrammes de Nyquist et réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 5T_e$	37
2.4	Diagrammes de Nyquist et réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 10T_e$	38
2.5	Abaque de Hall-Nichols	40
2.6	Limite basse pour α concernant la stabilité pour $\tau = 20T_e$	42
2.7	Limite haute pour α concernant la stabilité pour $\tau = 20T_e$	43
2.8	Valeur du critère S en fonction d' α	44
2.9	Réponses temporelles de la sortie pour différentes valeurs de α	44
2.10	Réponses temporelles de la sortie avec $\alpha(t)$ pour différents retards et $\alpha(0) = 0$	49
2.11	Evolutions de $\alpha(t)$ pour différents retards et conditions initiales.	50
2.12	Réponses temporelles de la sortie avec $\alpha(t)$ pour différents retards et $\alpha(0) =$ -10	51
2.13	Résultats obtenus avec un retard variable et $\alpha(t)$	53
2.14	Schéma d'illustration du système plaque.	54
2.15	Résultat de la commande sans modèle.	56
2.16	Résultats obtenus pour $K_p = 0.005$ et $\alpha = 10$	57
2.17	Réponses temporelles de la sortie avec l'adaptation d' $\alpha(t)$	58
2.18	Réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 50T_e$	60
2.19	Schéma bloc simplifié de la commande sans modèle.	61
2.20	Schéma bloc de la commande sans modèle ajustée.	61
2.21	Sortie temporelle obtenue en utilisant le signal de référence « artificiel ».	62
2.22	Schéma bloc représentant le modèle ultra-local (1.15).	62
2.23	Sortie temporelle obtenue en utilisant le retard dans la CSM avec $K_p = 0.02$	64
2.24	Sortie temporelle obtenue en utilisant le retard dans la CSM avec $K_p = 0.5$	64

2.25	Réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 50T_e$ et $K_p = 0.8$	66
3.1	Schéma de principe du diagnostic sans modèle.	72
3.2	Evolution des signaux indicateurs et de référence sans défaut.	75
3.3	Cas d'un défaut actionneur sur u_1	79
3.4	Evolutions des signaux d'entrée et sortie sans défaut.	81
3.5	Cas d'un défaut d'actionneur sur u_1 ou u_2	82
3.6	Evolutions des résidus R_f	83
3.7	Matrice de décision dans le cas d'un défaut actionneur.	84
3.8	Cas sans défaut avec α_{d2}	86
3.9	Cas d'un défaut système avec α_{d2} et le résidu R	88
3.10	Evolutions des résidus R_f en présence d'un défaut système.	89
3.11	Matrice de décision pour un défaut système.	89
3.12	Détection de défaut système pour un système retardé.	90
3.13	Détection de défaut d'actionneur pour un système retardé.	91
3.14	Matrice de décision globale.	92
3.15	Commande tolérante aux défauts dans le cas d'un défaut système, évolutions de \hat{F} et des commandes u_i	95
3.16	Commande tolérante aux défauts dans le cas d'un défaut système, évolution des sorties temporelles y_i	95
3.17	Commande sans modèle tolérante aux défauts dans le cas d'un défaut actionneur, évolution de \hat{F} et des commandes u_i	97
3.18	Commande sans modèle tolérante aux défauts dans le cas d'un défaut d'actionneur, évolutions des sorties temporelles y_i	97
3.19	Résultats obtenus avec l'adaptation de $\alpha(t)$ dans le cas d'un défaut d'actionneur.	99
3.20	Résultats obtenus avec l'adaptation de $\alpha(t)$ dans le cas d'un défaut système.	100
3.21	Réponses temporelles des sorties obtenues pour des défauts importants.	101

Introduction générale

L'automatique est depuis maintenant plusieurs décennies utilisée par l'homme afin de l'aider à effectuer toutes sortes de tâches. Grâce à l'automatique, les systèmes physiques peuvent à présent réaliser des opérations difficiles ou qui nécessiteraient énormément d'intensité dans l'effort, dépassant largement les capacités humaines. De plus, les opérateurs qui guidaient autrefois de telles machines ont pu être remplacés par des automates ou des systèmes électroniques permettant ainsi un pilotage nettement plus précis et de tous les instants.

De nos jours, les systèmes automatisés sont commandés par des programmes informatiques qui exécutent des algorithmes appelés loi de commande. C'est à ce niveau qu'intervient l'automaticien : il conçoit ces lois de commande et les implémente dans des automates programmables, des calculateurs et/ou des micros-contrôleurs. Concevoir des lois de commande permettant de stabiliser des systèmes, de leur faire suivre une trajectoire ou de réaliser des tâches complexes tout en garantissant des performances en termes de rapidité ou de précision est une discipline à part entière. Cette dernière rassemble de nombreux domaines de recherche tels que les mathématiques, la physique, la robotique, etc.

Dès lors, de nombreuses problématiques concernant la commande et l'élaboration de ces lois ont vu le jour et sont toujours d'actualité. Parmi les plus importantes, citons par exemple les problèmes de stabilisation de systèmes, les problèmes de commande robuste ou encore les problèmes de diagnostic des systèmes. Nous traiterons dans ce manuscrit, les problèmes de stabilisation et de diagnostic.

Nous nous intéresserons ici principalement aux systèmes linéaires présentant un retard. La difficulté avec ces derniers est que le retard, naturel ou artificiel, induit des problèmes variés et notamment au niveau de la stabilisation de ces systèmes.

La grande majorité des travaux effectués jusqu'ici sur la commande des systèmes reposent sur la connaissance, au moins partielle, des systèmes considérés. De par la nature de certains systèmes, comme par exemple les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles (EDP), manipuler ces modèles engendre parfois de sérieuses complications d'ordre mathématique. Néanmoins, certaines méthodes d'approximation permettent de nous défaire de certains de ces problèmes comme par exemple approcher un modèle EDP par un système retardé comme nous l'expliquerons au sein du chapitre suivant. En revanche, si ces approximations permettent de nous défaire de certaines contraintes de manipulation de modèle, elles masquent parfois la nature distribuée du système car elles dépendent directement du nombre et de la localisation des points de linéarisation considérés.

La commande sans modèle (CSM), introduite il y a maintenant une dizaine d'années [FJ13], semble particulièrement intéressante à utiliser pour commander des systèmes régis par des équations aux dérivées partielles, et a fortiori des systèmes retardés. Grâce à l'écriture d'un modèle « ultra-local » constamment réactualisé, cette commande ne nécessite pas de modèle global décrivant le comportement du système. Aussi, aucune difficulté d'ordre mathématique n'est à craindre par la manipulation des modèles de systèmes re-

tardés. De plus, du fait de son caractère adaptatif, la commande sans modèle présente l'avantage de rejeter les perturbations tout comme les défauts de type actionneur/système. Cette capacité intrinsèque diminue les retards à la réaction souvent liés à des prises de décision tardives issues des modules de diagnostic.

Un autre aspect tout aussi important de l'automatique est le diagnostic des systèmes. Le diagnostic consiste à développer des méthodes permettant d'observer le système en temps réel et d'évaluer si le système fonctionne de manière normale ou anormale. En plus de pouvoir donner un avis sur le simple état de marche du système, les modules de diagnostic sont aussi capables, lorsqu'un défaut est présent, de localiser l'emplacement de celui-ci. Les défauts peuvent généralement être de trois types : les défauts d'actionneur, les défauts de capteur et enfin les défauts système. Tout ceci sera détaillé au sein du premier chapitre de cette thèse. Enfin la troisième opération que l'on prête généralement à un bloc de diagnostic est l'identification de défaut. Cette dernière permet, une fois qu'un défaut est détecté et localisé, de déterminer l'amplitude du dit défaut.

De la même manière que pour la commande des systèmes retardés, développer des méthodes de diagnostic avec des modèles assez complexes d'un point de vue mathématique n'est pas aisé qui plus est dans un cadre « multi-inputs/multi outputs » (MIMO). En effet, effectuer un diagnostic sur un système « single-input/single-output » (SISO) ne permet aucune localisation comme nous l'expliquerons plus tard. Nous verrons en quoi la méthode proposée et basée sur la commande sans modèle permet de nous défaire de certains aspects qui pourraient être contraignants avec un module de diagnostic classique. En effet, avec notre proposition les modules de commande et de diagnostic sont tout à fait indépendants.

Ce manuscrit de thèse traite donc ces deux aspects :

- l'application de la commande sans modèle à des systèmes retardés SISO d'une part,
- le diagnostic sans modèle de systèmes MIMO d'autre part.

Ce mémoire s'articule autour de trois chapitres distincts. Nous commençons dans le premier chapitre à nous intéresser aux systèmes linéaires retardés. Une revue des types de retards ainsi que des méthodes de commande existant dans la littérature est proposée. La deuxième partie de ce chapitre concerne la commande sans modèle à proprement dite. Le concept de base de la commande sans modèle est ainsi développé dans un cadre général. Enfin, ce premier chapitre s'achève avec une introduction liée au diagnostic. Nous détaillons dans un premier temps les différentes opérations effectuées par un bloc de diagnostic classique, avant que nous ne présentions quelques méthodes de génération de résidus courantes car c'est sur cette idée qu'est basée notre proposition. Enfin, une introduction au concept de commande tolérante aux défauts est proposée avant que nous ne développiions la problématique générale de ce manuscrit de thèse.

Le deuxième chapitre de ce mémoire traite de la commande sans modèle appliquée aux systèmes linéaires retardés. Nous proposons dans un premier temps une méthode fréquentielle permettant d'analyser la stabilité des systèmes commandés par la CSM afin

de mettre en avant l'influence d'un paramètre particulier qui intervient lors de sa synthèse. La deuxième partie de ce chapitre propose une méthode basée sur une analyse fréquentielle permettant de calibrer ce paramètre de manière optimale d'un point de vue performances (stabilité, rapidité, précision) du système. Cette dernière étant basée sur le modèle du système considéré, une méthode plus générale ne nécessitant aucune information et permettant d'estimer et d'adapter ce paramètre en ligne est ensuite présentée. Enfin, nous proposons une ouverture pour l'application des méthodes développées aux systèmes décrits par les équations aux dérivées partielles. Dans chacune des parties, la méthode générale est présentée avant d'être appliquée à un système académique en guise d'illustration.

Le troisième chapitre, quant à lui, aborde le thème du diagnostic des systèmes. Nous proposons tout d'abord une méthode générale de diagnostic sans modèle basée sur le concept de commande sans modèle. Grâce à elle, nous verrons qu'il est possible de détecter et localiser des défauts d'actionneur et système. Encore une fois, nous appliquons notre proposition à un système académique avant de nous intéresser au cas de la commande sans modèle tolérante aux défauts. Nous verrons quel est l'impact d'un défaut d'actionneur ou système sur la commande sans modèle et observerons comment cette dernière s'en accommode.

Enfin, le document se termine par une conclusion sur les travaux effectués et les futurs travaux envisagés.

Chapitre 1

Contexte, état de l'art et problématique

Sommaire

1.1	Les systèmes retardés	3
1.1.1	Modélisation des systèmes retardés	5
1.1.2	Les types de retard	7
1.1.3	Commande des systèmes retardés	8
1.2	Qu'est-ce que la commande sans modèle?	13
1.3	Diagnostic et commande tolérante aux défauts	18
1.3.1	Génération de résidus	20
1.3.2	Commande tolérante aux défauts	23
1.4	Problématique générale	26

Ce chapitre introductif a pour but de positionner ce travail de thèse dans un contexte général. Nous débuterons par un exposé sur les systèmes retardés que ce soit du point de vue de la modélisation ou de la commande. Nous verrons dans un premier temps quelques méthodes couramment utilisées pour modéliser ce type de système. Nous verrons aussi que cette opération est parfois délicate et chronophage et que les résultats ne sont pas toujours aussi précis que nous l'espérons. Nous verrons ensuite que lorsque le retard est connu il existe des méthodes de commande efficaces, mais dès lors que le retard est inconnu, ces méthodes ne sont plus applicables ou perdent énormément en termes de performances.

Ensuite, une introduction aux concepts de commande sans modèle sera proposée ; elle permettra d'en expliquer les principaux fondements. Nous verrons ainsi l'avantage de l'utiliser dans un contexte de retard inconnu.

Enfin, une introduction générale au diagnostic des systèmes sera présentée. Nous aborderons les méthodes de génération de résidus d'une part et ensuite nous présenterons quelques méthodes de commande tolérante aux défauts d'autre part. Cette section permettra de positionner la méthode nouvelle de diagnostic sans modèle que nous présenterons au sein du troisième chapitre de ce manuscrit. En effet notre proposition se base aussi sur l'évaluation de signaux résidus. Enfin nous verrons de quel type de commande tolérante aux défauts se rapproche la commande sans modèle.

L'objectif est ainsi d'introduire les différentes problématiques rencontrées durant ma thèse.

1.1 Les systèmes retardés

Les systèmes présentant un retard sont présents dans de très nombreux domaines allant de la physique à l'aéronautique en passant par l'industrie, la biologie, l'économie... De nombreux ouvrages traitent des systèmes retardés, citons par exemple les livres suivants largement reconnus par la communauté [BC63], [Y66] et [K63], tout comme les articles suivants [MPKL01], [GN03] et [DVJ06]. La particularité de ce type de système réside dans le fait que l'équation différentielle représentant le comportement du système considéré dépend non seulement de la valeur des variables à l'instant t mais aussi de leurs valeurs à un instant $t' < t$. Ces équations différentielles sont dites "héréditaires" ou "à retard".

Aujourd'hui, dans le domaine de l'automatique, nous savons que la plupart des commandes sont implantées sur des calculateurs numériques. Ainsi, même si le système à réguler ou à commander ne possède pas de retard intrinsèque, souvent, des retards apparaissent en boucle fermée. Ces retards apparaissent en raison des temps de résolution des équations, des temps de transmission d'information ou encore des temps de réaction des capteurs et actionneurs,

Nous allons à présent donner deux exemples de systèmes retardés en guise d'illustration. Le premier est un exemple présent dans la vie de tous les jours afin d'illustrer le problème d'une manière abordable par le plus grand nombre de lecteurs. Le second exemple touche

à la physique et correspond plus aux types de systèmes abordés en automatique.

Le premier exemple est la dynamite. Ce système présente un retard pur constant, nous expliquerons plus loin ce que cela signifie. La dynamite, inventée par Alfred Nobel en 1866, est un dispositif qui comprend un bâton de dynamite au bout duquel est fixée une mèche permettant l'allumage. Ainsi, le temps entre l'allumage de la mèche et la détonation du bâton de dynamite est appelé le retard.

Le retard est donc en général le temps qu'il se passe entre une action, ici l'allumage de la mèche, et son effet, la détonation du bâton de dynamite. Contrairement à ce que nous pourrions penser de manière générale, un retard peut s'avérer utile comme dans le cas de cet exemple.

D'autres systèmes présentent des retards purs. Citons par exemple le cas de la gestion des stocks en logistique. En effet, lorsque le stock doit être augmenté ou diminué, un certain temps s'écoule entre la demande et la réalisation [A07] et [HLS05].

Le deuxième système que nous présentons est un échangeur de chaleur dont le principe est donné figure 1.1

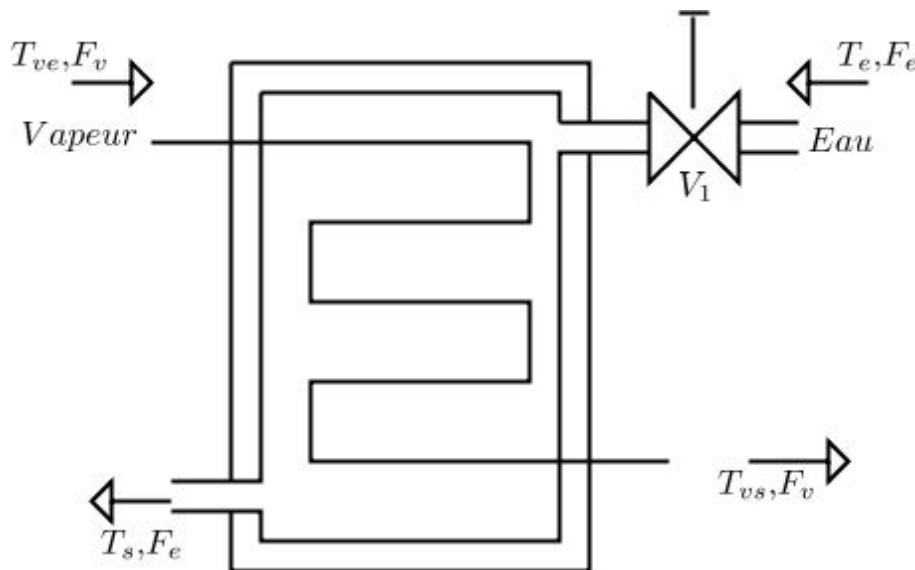


FIGURE 1.1 – Echangeur de chaleur vapeur-eau.

Le but ici est de contrôler la température T_s de l'eau via la vanne V_1 qui gère le flux d'entrée F_e . La température T_{vs} ainsi que le flux de vapeur F_v dans l'échangeur sont maintenus à un point de fonctionnement défini par un système indépendant. Ici, T_s est la sortie du processus et V_1 la commande alors que T_{ve} et F_v sont des signaux inconnus constants. Nous donnerons dans la partie suivante la modélisation de ce système, en attirant l'intention du lecteur sur une méthode particulière de modélisation.

Deux des problèmes principaux lorsque nous parlons de systèmes retardés sont le problème de stabilité en boucle fermée d'une part et le problème d'identification d'autre part.

De nombreuses études traitent de ces problèmes comme par exemple [R03] et [N01a]. En effet, en boucle fermée, les retards peuvent induire des comportements complexes, comme de l'instabilité, des oscillations, des pertes de performance,...[MN07], [FSR04] et [YNU07]. Nous verrons un peu plus loin quelques méthodes permettant de contrôler ce type de système.

Après cette partie introductive concernant les systèmes retardés, nous allons maintenant montrer comment les modéliser.

1.1.1 Modélisation des systèmes retardés

La modélisation des systèmes à retard n'est pas une opération facile à réaliser même si certaines approches permettent d'identifier des paramètres incertains comme par exemple [BRF09], ou permettent d'identifier en ligne un système via les données entrées-sorties [BRF06] et [BRF08]. Malgré leurs efficacités, l'inconvénient majeur de ces méthodes est qu'elles reposent sur des théories mathématiques complexes (la théorie des distributions). D'autres méthodes résultats significatifs ont été obtenus par des approches asymptotiques [CT66] [LF06] et [QWYQQL08], mais la mise en œuvre de telles méthodes est là aussi assez complexe est chronophage.

De fait, obtenir un modèle précis pour un système retardé est loin d'être trivial. Nous comprenons donc aisément l'avantage d'utiliser des méthodes qui ne nécessitent pas de modèle exact ou la connaissance du retard comme la commande sans modèle.

Nous allons d'abord présenter la forme la plus classique d'un système linéaire retardé, avant de présenter quelques méthodes alternatives qui nous permettent d'obtenir différents modèles.

Un système linéaire retardé peut s'écrire sous la forme classique suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - \tau(t)) \quad (1.1)$$

avec $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ et $\tau(t)$ le retard qui dans un cadre général peut être variable ou constant, borné ou non,... comme nous le présenterons ensuite. En pratique, chaque type de retard engendre des difficultés différentes. En effet, il sera beaucoup plus difficile de stabiliser un système présentant un retard inconnu qu'un retard connu par exemple. Dans le cas simple d'un système linéaire invariant du premier ordre retardé nous avons :

$$\dot{x}(t) = ax(t) + bu(t - \tau) \quad (1.2)$$

ce qui s'écrit dans le domaine de Laplace :

$$sX(s) - x(0) = aX(s) + bU(s)e^{-\tau s} \quad (1.3)$$

en considérant la condition initiale nulle, $x(0) = 0$, nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{be^{-\tau s}}{s - a} \quad (1.4)$$

Un retard temporel se traduit donc par la présence d'une exponentielle dans le domaine de Laplace. Certaines approximations de l'exponentielle existent et permettent d'en simplifier l'écriture. Citons par exemple l'approximation de Padé [GGV94] et [BV94].

Parfois certains systèmes dont la physique ne présente pas de retard sont pourtant modélisés avec un retard. Ceci est dû à la méthode de modélisation choisie, par exemple la méthode de Broïda fait apparaître des retards [MF07]. Cette méthode est expérimentale et est basée sur le comportement entrée/sortie du système que nous souhaitons modéliser. Ainsi, en appliquant un signal de type échelon en entrée, le relevé du signal de sortie nous permet d'obtenir le modèle comme présenté figure 1.2.

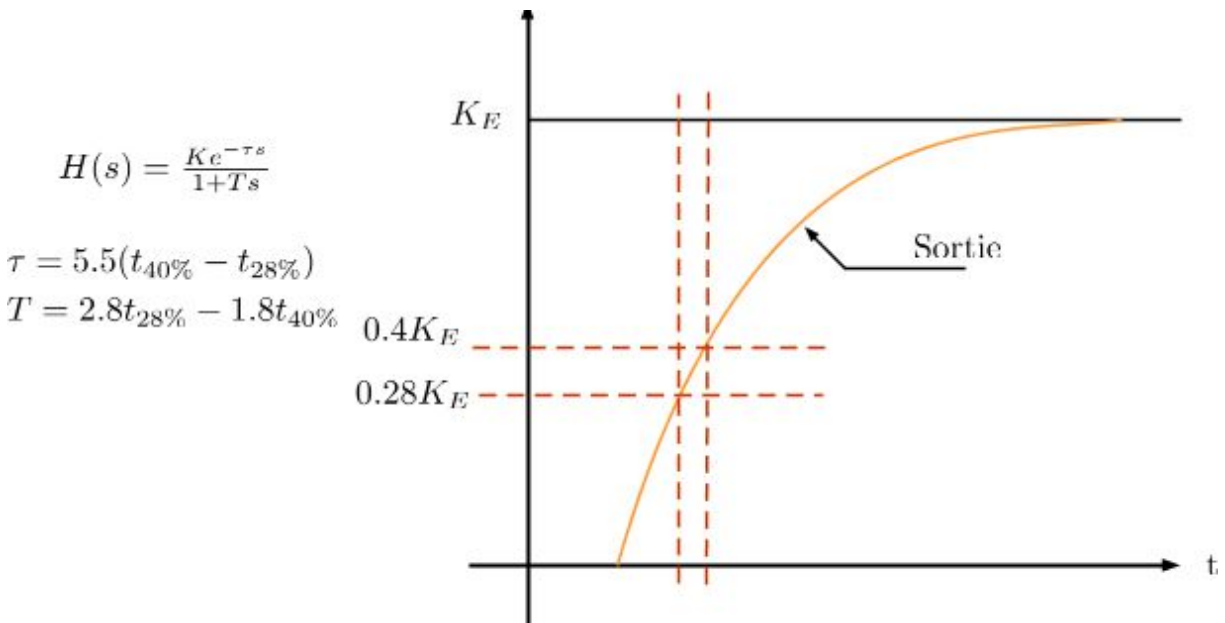


FIGURE 1.2 – Modélisation d'un système du premier ordre avec la méthode de Broïda.

L'inconvénient de la méthode de Broïda est que nous ne pouvons pas systématiquement approcher le comportement d'un système, souvent d'ordre supérieur, par un modèle du premier ordre. Les dynamiques ainsi négligées sont modélisées au travers du retard. Ceci n'étant généralement pas suffisant, certaines méthodes se basent sur la méthode de Broïda et s'étendent aux systèmes d'ordre supérieur. C'est le cas pour l'échangeur de chaleur présenté précédemment. Nous modélisons ce système par l'équation suivante autour de son point de fonctionnement :

$$\frac{T_s(s)}{V_1(s)} = \frac{K e^{-\tau s}}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} \quad (1.5)$$

Nous retrouvons ainsi la température T_s en degrés Celsius et l'ouverture de la vanne V_1 en %. Le retard τ est un retard variable.

Il existe aussi des méthodes de discrétisation permettant de trouver l'équivalent discret d'un modèle continu [IS02] et [LHKSS90], dont une des méthodes les plus courantes est

la discrétisation d'Euler.

Enfin, parfois les modèles retardés représentent des systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles (EDPs) [BMBAS04]. Le but est de simplifier les problèmes d'ordre mathématique sous-jacents aux systèmes EDP. C'est pour cette raison que nous nous sommes intéressés dans un premier temps aux systèmes à retard inconnu, avant de nous pencher sur le cas des systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles dans un contexte de commande.

1.1.2 Les types de retard

Dans cette sous-section, nous présentons brièvement les principaux types de retards que nous retrouvons dans la littérature. Les retards peuvent provenir de deux sources principales : les retards réels issus de la physique du système et les retards artificiels issus des simplifications de modélisation comme présenté précédemment. Nous considérons ici uniquement les retards réels car les retards artificiels peuvent être traités de la même manière.

Les retards constants : Les premières études concernant les systèmes retardés ne portaient quasiment que sur des systèmes à retard constant connu ou inconnu. Ainsi de nombreux critères fréquentiels de stabilité ont été énoncés (le critère de Nyquist par exemple) et de nombreuses méthodes de contrôle ont vu le jour [GKC03b] et [KMC05]. Dans la majorité des cas rencontrés, seule une partie récente du passé exerce une influence sur le comportement du système. Nous parlons alors de retards majorés ou bornés.

Les retards variables majorés : Généralement, la constance du retard n'est pas une propriété facilement vérifiée. De fait, des études sur les systèmes à retard variable ont été menées. Un retard variable majoré est défini comme suit :

$$0 \leq \tau(t) \leq \tau_{max} \quad (1.6)$$

Avec $\tau_{max} \in \mathbb{R}^+$. Plusieurs études sur la stabilité des systèmes présentant un retard variable ont déjà été menées [F01], [FGDR03] et [HWLW07a].

Les retards variables bornés : Pour aller plus loin que la simple définition d'un retard variable majoré et afin d'être plus proche de la réalité, nous trouvons dans la littérature le terme de retard variable borné. En effet, lorsqu'un retard est simplement majoré, nous admettons que le retard peut être égal à zéro. Ceci induit que, par exemple, dans le cadre d'un retard dû au temps de transmission de données, le transfert pourrait être instantané. Ceci ne paraît pas très réaliste, d'où la notion de retard variable borné défini comme suit [F04] :

$$0 < \tau_{min} \leq \tau(t) \leq \tau_{max} \quad (1.7)$$

Avec $\tau_{min}, \tau_{max} \in \mathbb{R}^+$.

Les retards inconnus : Enfin, dans ce cas, aucune hypothèse sur le retard n'est réalisée. Qu'il soit constant ou variant dans le temps, il peut prendre toutes les valeurs dans \mathbb{R}^+ . Certains travaux sur la stabilité de ce type de système existent dans la littérature [B02], [GKC03a] et [ZHJWZ16a].

Nous avons présenté ici quelques types de retard présents dans la littérature. Nous nous intéresserons dans ce manuscrit aux systèmes présentant des retards connus dans un premier temps, majorés dans un second puis inconnus enfin.

Tous les types de retards que nous avons présenté peuvent se manifester à divers endroits sur les signaux/systèmes. Nous distinguons les retards d'état, les retards de sortie et les retards d'entrée.

Considérons dans un premier temps les systèmes à retard d'état. L'équation d'état de ce type de système est écrite sous sa forme classique comme suit :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - \tau) + Bu(t) \quad (1.8)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (1.9)$$

où $x(t) \in \mathbb{R}$ est le vecteur d'état, A , A_d , B et C des matrices de dimensions appropriées [Ð09]. Néanmoins, dans le cadre de cette thèse, nous ne nous soucions pas de ce type de système, car grâce à l'utilisation de la commande sans modèle, le modèle du système ne joue aucun rôle. En effet, comme nous le verrons dans la suite de ce manuscrit, le modèle du système considéré n'est utilisé que dans un cas précis. Ainsi, ce genre de retard ne nous pose aucun problème.

Enfin, nous regroupons dans la même catégorie les systèmes présentant un retard sur l'entrée et sur la sortie. En effet, que le retard soit sur l'entrée ou la sortie du système, cela revient à la même chose. Dans tous les cas le retard se traduira par un retard sur la sortie par rapport à l'entrée de commande. C'est ce type de système que nous traiterons.

Voyons à présent quelques méthodes permettant de contrôler ces systèmes.

1.1.3 Commande des systèmes retardés

Comme expliqué dans l'introduction générale, il est généralement plus difficile de commander un tel système à cause de l'effet du retard qui induit souvent des complications comme l'apparition d'oscillations, la déstabilisation du système, etc [R03], [GN03]. Nous allons donc, dans cette section, établir une liste non exhaustive des principaux types de commande existantes pour ce type de système. Nous nous focaliserons seulement sur le cas des systèmes linéaires car c'est de cette catégorie de système dont il est question dans la suite du manuscrit. Soulignons néanmoins le fait que la commande sans modèle permet de traiter des problèmes non linéaires.

Les techniques de commande des systèmes retardés sont en général regroupées en deux catégories bien distinctes : celles s’attachant aux systèmes présentant un retard connu d’une part et celles considérant les systèmes à retard inconnu d’autre part. Le tour d’horizon que nous allons réaliser ici va surtout se concentrer sur les systèmes linéaires à retard connu pour lesquelles des méthodes de commande efficaces existent déjà. Nous verrons ensuite que ces méthodes ne peuvent généralement pas s’appliquer aux systèmes à retard inconnu ce qui justifie donc nos propositions.

PID

Le régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID) est aujourd’hui encore le moyen de contrôle le plus utilisé dans un contexte industriel. Cette prédominance provient d’une part de son extrême simplicité et d’autre part des performances que ce type de régulateur offrent, souvent très satisfaisantes au regard du cahier des charges. Ceci implique cependant un choix judicieux de ses paramètres pas toujours évident. Néanmoins, plusieurs études ont mis en avant les limites des approches empiriques telles que la méthode de Ziegler-Nichols [ZN42] par exemple. De ce constat, beaucoup de recherches académiques et industrielles ont été menées avec pour but d’améliorer l’ajustement des paramètres des régulateurs PID pour diminuer l’écart entre la théorie du contrôle et la pratique en matière d’ingénierie.

Lorsque nous cherchons à contrôler un système à retard connu avec un correcteur PID, des méthodes existent et les résultats sont souvent assez concluants. Les diagrammes de Nichols et Nyquist, que nous utiliserons par ailleurs dans le cadre de cette thèse, nous permettent de définir des marges de gain (M_G) et de phase (M_φ) figure 1.3. Le lieu de Nyquist est un tracé qui représente dans le plan complexe la réponse du système en boucle ouverte. Il est utilisé pour évaluer la stabilité d’un système en boucle fermée. Grâce aux différentes marges définies précédemment, lorsqu’un retard est donné, nous pouvons trouver un réglage pour que le correcteur assure la stabilité avec une certaine marge de robustesse.

Néanmoins, lorsqu’un retard inconnu est présent sur le système considéré, ou lorsque le retard varie, il se peut que nous sortions des marges définies et que nous ne puissions plus garantir la stabilité du système.

Prédicteur de Smith

Le deuxième type de commande présenté est le prédicteur de Smith [AHL94], [MA00].

L’idée est la suivante : Nous considérons un système classique dont la fonction de transfert $Q(s)$ présente un retard τ . Dans un premier temps, nous écrivons simplement le système $Q(s)$ sans le retard et nous synthétisons un correcteur $C(s)$ afin que le système ait la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$H(s) = \frac{C(s)Q(s)}{1 + C(s)Q(s)} \quad (1.10)$$

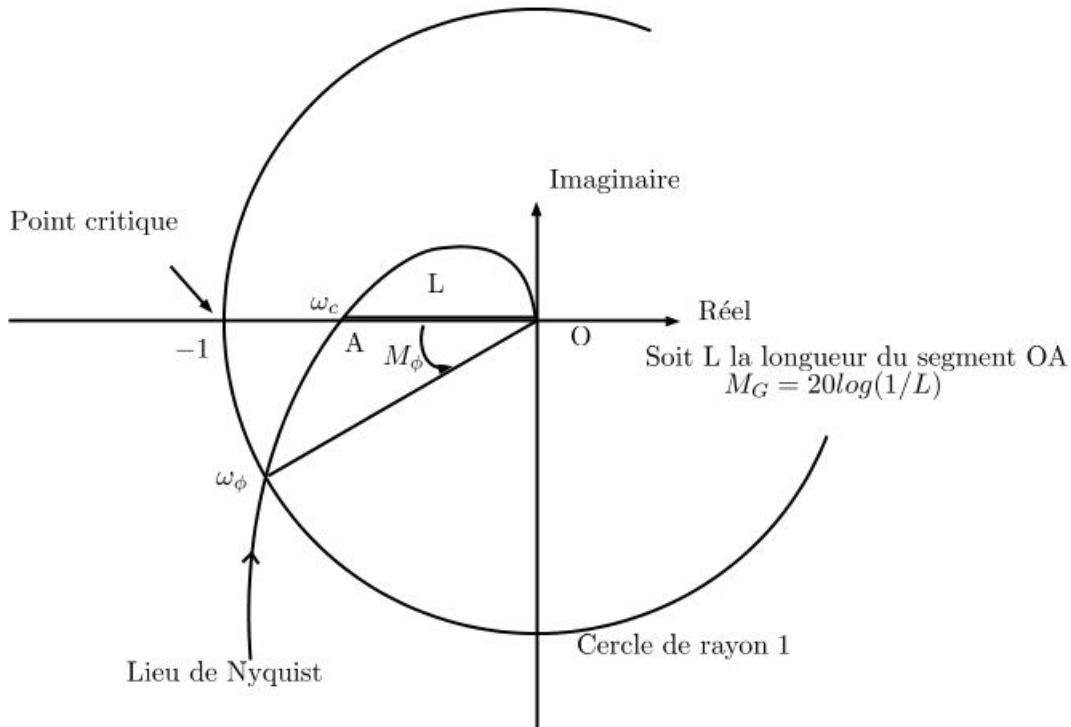


FIGURE 1.3 – Marge de gain et de phase.

Nous voulons ensuite synthétiser un correcteur $\bar{C}(s)$ pour le système $Q(s)e^{-\tau s}$ de sorte que la fonction de transfert en boucle fermée soit la suivante :

$$\bar{H}(s) = H(s)e^{-\tau s} \quad (1.11)$$

En résolvant :

$$\frac{\bar{C}(s)Q(s)e^{-\tau s}}{1 + \bar{C}(s)Q(s)e^{-\tau s}} = e^{-\tau s} \frac{C(s)Q(s)}{1 + C(s)Q(s)} \quad (1.12)$$

Le correcteur solution s'écrit alors :

$$\bar{C}(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)Q(s)(1 - e^{-\tau s})} \quad (1.13)$$

La figure 1.4 présente l'implémentation de ce type de commande où $\hat{Q}(s)$ est le système considéré sans retard. C'est le modèle utilisé par le contrôleur.

Cette méthode requiert d'une part que le modèle du système soit connu afin de régler les paramètres de la commande sans retard et d'autre part que le retard soit connu afin de pouvoir ajuster le signal d'erreur. Au vu de ces deux contraintes, nous percevons bien les limites de cette approche lorsque l'une des deux conditions n'est pas satisfaite.

La commande prédictive

La dernière méthode que nous présentons dans cette sous-section est la commande prédictive [N01b], [GVSA12]. Cette approche est basée sur la minimisation d'un critère dont

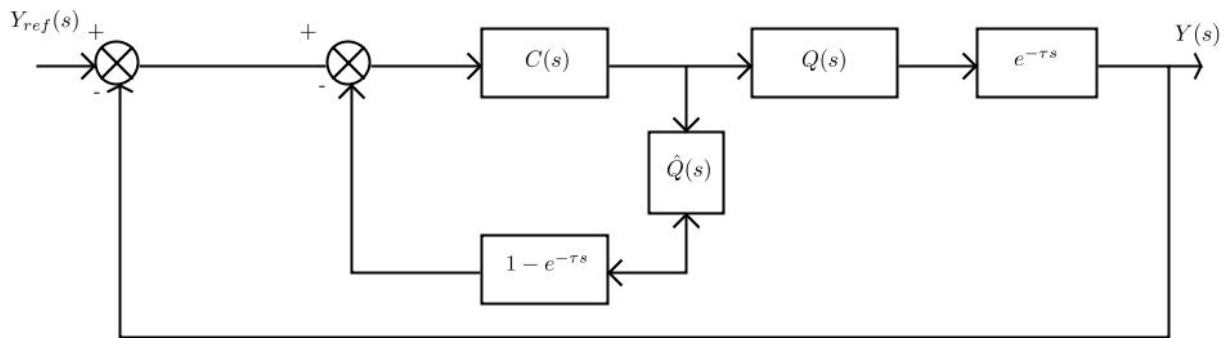


FIGURE 1.4 – Schéma de principe du prédicteur de Smith.

le principe est décrit ci-dessous. A chaque période d'échantillonnage ces étapes sont réalisées :

- calcul des prédictions des variables contrôlées jusqu'à un horizon N_2 (figure 1.5) grâce au modèle interne,
- élaboration d'une trajectoire de référence à suivre,
- calcul de la future loi de commande à appliquer sur les variables manipulées jusqu'à un horizon temporel N_u ,
- seul le premier élément de la loi de commande calculée est appliqué au système à l'échantillon suivant.

Ce principe général est appelé principe de l'horizon fuyant. Le schéma 1.5 représente cette idée.

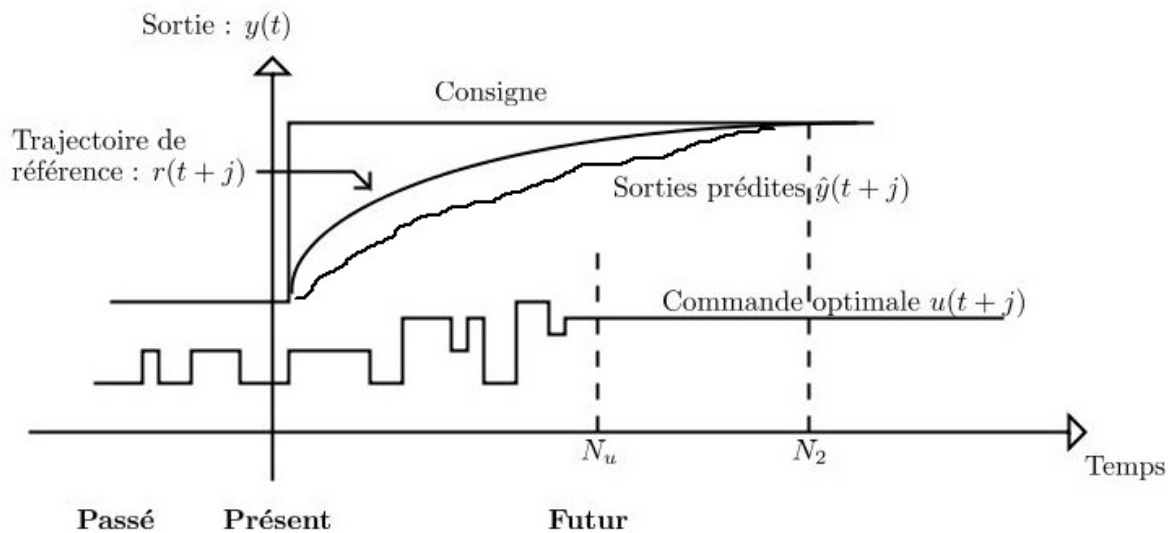


FIGURE 1.5 – Schéma de principe de la commande prédictive.

Afin de prédire les valeurs futures des variables contrôlées jusqu'à un certain horizon, nous nous basons généralement sur la fonction de transfert discrète du système. Néanmoins en fonction de la méthode, d'autres modèles (représentation d'état, réponse impulsionnelle,...)

sont parfois utilisés [GPM89] [CJKT02].

En même temps que les prédictions sont réalisées, il faut déterminer la commande à appliquer pour atteindre la consigne désirée en suivant la trajectoire de référence. Ceci est réalisé en minimisant une fonction coût J . Cette fonction coût contient généralement les erreurs quadratiques entre la trajectoire de référence et les prédictions sur l'horizon N_2 ainsi que la variation de la commande. Elle s'écrit alors pour n variables à contrôler et m variables à manipuler :

$$J = \sum_{k=1}^n \left(\sum_{j=1}^{j=N_{2k}} \gamma_k (y_k(t+j) - r_k(t+j))^2 \right) + \sum_{k=1}^m \left(\sum_{j=1}^{j=N_{u_k}} \beta_k (\Delta u_k(t+j-1))^2 \right) \quad (1.14)$$

Dans (1.14), γ_k et β_k sont des pondérations qui permettent de donner plus ou moins de poids à la variable correspondante. Nous retrouvons dans l'équation (1.14) le terme Δu . Ce terme signifie qu'une action intégrale est mise en place, ceci dans le but d'avoir une erreur statique nulle.

Nous pouvons trouver la séquence optimale de contrôle de manière analytique mais dans ce cas il est difficile de prendre en compte toutes les contraintes à cause de la complexité du problème résultat. Ainsi, nous préférons souvent résoudre numériquement ce problème grâce à un algorithme en temps réel qui minimise cette fonction en prenant en compte différents types de contraintes sur les variables. Les contraintes généralement utilisées sont les suivantes :

- pour $j = 1..Nu$: $\Delta u_{min} \leq \Delta u(t+j) \leq \Delta u_{max}$
- pour $j = 1..Nu$: $u_{min} \leq u(t+j) = u(t-1) + \sum_{i=1}^j \Delta u(t+i) \leq u_{max}$
- pour $j = 1..N2$: $y_{min} \leq \hat{y}(t+j) \leq y_{max}$

De cette manière nous assurons au mieux la poursuite de trajectoire du signal de référence dans le but d'atteindre la consigne. De plus, nous assurons aussi que les différentes variables restent dans leurs plages de fonctionnement (par exemple une vanne ne peut s'ouvrir que de 0% à 100%, ni plus ni moins).

Voici donc une troisième méthode permettant de contrôler les systèmes présentant un retard connu. Néanmoins, de la même manière que pour le prédicteur de Smith, le modèle du système doit être connu afin de pouvoir établir les prédictions sur l'horizon qui dépend du retard du système.

De plus, à chaque fois des problèmes de réglages de paramètres de synthèse apparaissent (comme par exemple la taille de l'horizon pour la commande prédictive). Un autre inconvénient de ces approches est la complexité que présentent ces différents algorithmes. En effet, les résolutions d'algorithmes de minimisation ou de calcul sont souvent chronophages et relativement complexes, surtout s'ils doivent être répétés à chaque échantillon. Nous allons voir dans la section suivante que la commande sans modèle se soustrait à ce genre de problèmes.

Nous percevons donc certaines limites des deux dernières approches présentées dans cette section lorsque nous nous plaçons dans un contexte de retard inconnu. Néanmoins, ces approches, lorsqu'elles sont utilisées dans d'autres contextes et dans de bonnes conditions (bonne connaissance du modèle, du retard, ...), présentent de nombreux avantages comme par exemple une certaine robustesse. En effet, mêmes si de petites erreurs de modélisation sont présentes, ces méthodes restent tout de même largement efficaces.

Enfin, concernant les systèmes à retard inconnus, quelques méthodes basées sur la non connaissance de certains paramètres existent comme [GHL04], [SL99], [HGS05] et [NHL05]. Ces méthodes considèrent le retard comme une incertitude sur les paramètres. Cela peut être une alternative crédible même si l'exactitude de la relation entre l'incertitude des paramètres et le retard lui-même n'est pas toujours avérée.

Ainsi, lorsque nous nous penchons sur le problème des systèmes à retard inconnu, les trois approches présentées ici ne peuvent être appliquées de manière efficace. Au vu de ce constat, et puisque nous ne connaissons aucune méthode dédiée particulièrement au contrôle des systèmes à retard inconnu, l'utilisation de la commande sans modèle s'impose à nous comme une alternative crédible de part sa nature.

Maintenant que les motivations pour utiliser la commande sans modèle dans le cadre des systèmes à retard inconnu ont été énoncées, nous allons en développer les principes.

1.2 Qu'est-ce que la commande sans modèle ?

Introduite il y a maintenant plus d'une dizaine d'années, et résumée dans [FJ13], la commande sans modèle revisite les méthodes de commande dites classiques. En effet, jusqu'à présent, la majorité des commandes avancées reposent sur la connaissance à minima partielle du modèle physique du système qu'elles cherchent à contrôler. Ceci peut être vu comme un inconvénient de par les difficultés certaines que nous pouvons éprouver à obtenir ces équations physiques. De plus, nombre de ces modèles sont souvent difficiles à manipuler de par leur nature (les équations aux dérivées partielles notamment).

Depuis son apparition dans le paysage de la commande des systèmes, de très nombreuses applications concrètes de la commande sans modèle ont déjà vu le jour et ce dans de nombreux domaines différents tels que la mécanique et la physique [AFIJ12], [AKB15], [ACBS12], [CAFMV09], [MRFJB12], [FFCTS13], [FFTS10], [JMF08], la biologie et la chimie [LBPF15], [LPBF13], [MMDFJ15], l'informatique industrielle [JCM13], l'aéronautique et l'automobile [ARNH16], [WYTZC16] et [ABJ17].

L'avantage principal de la commande sans modèle est de ne plus chercher un modèle global aussi précis que possible du système mais plutôt un modèle ultra-local (1.15). En effet, de nombreuses méthodes d'identification existent afin d'obtenir des modèles au plus proche de la réalité mais souvent ces approches sont très coûteuses en temps. Le nouveau modèle que nous établissons est qualifié d'ultra-local car il n'est valable que pour un laps

de temps très court et va donc permettre de représenter le comportement du système durant ce laps de temps.

Le modèle ultra-local est défini comme suit :

$$y^{(v)}(t) = F(t) + \alpha u_{csm}(t) \quad (1.15)$$

Avec :

- $y(t)$ et $u_{csm}(t)$ respectivement les sorties et entrées contrôlées du système,
- v l'ordre de dérivation du modèle local qui habituellement ne dépasse pas 2 car c'est suffisant pour décrire localement la dynamique de la plupart des systèmes,
- $F(t)$ regroupant tous les signaux inconnus (perturbations, bruits,...) et les imperfections du modèle. Ce terme est estimé à chaque pas de résolution de la commande,
- α un paramètre de synthèse, considéré jusqu'à présent comme constant. Il peut être vu comme une mise à l'échelle entre les dérivées temporelles de la sortie et l'entrée.

La figure 1.6 représente le schéma de principe sur lequel repose la commande sans modèle dans le cas où $v = 1$. Σ représente le système contrôlé.

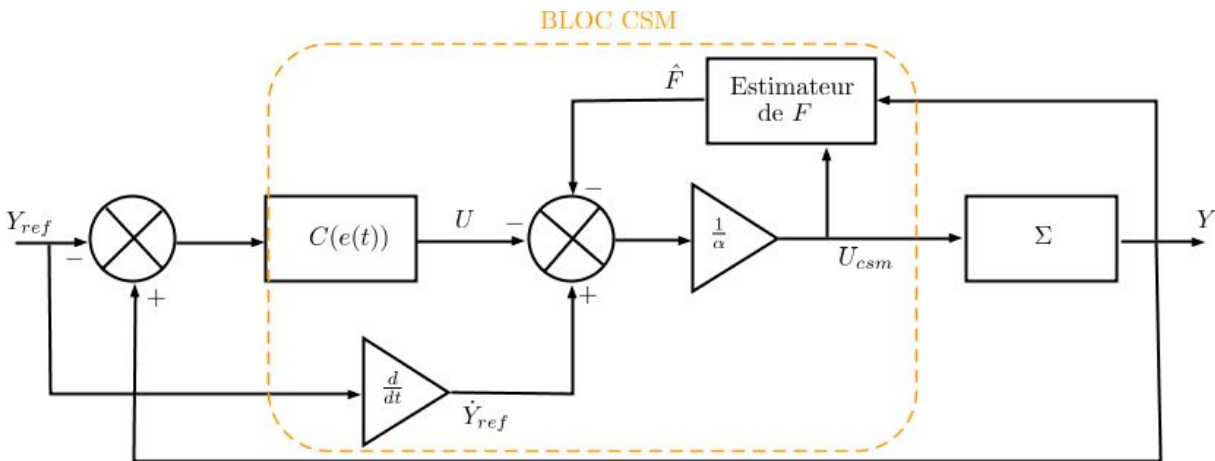


FIGURE 1.6 – Schéma de principe de la commande sans modèle.

Nous retrouvons sur ce schéma les différents éléments présents dans l'équation de commande (1.16). Le système à proprement parlé, les signaux de sortie et de référence ainsi que le module de commande sans modèle (bloc entouré en pointillés).

Dans ce module, différents blocs sont présents. Nous retrouvons d'une part le bloc $C(e)$ qui représente le correcteur (généralement un correcteur PID classique, voire même lorsque $v = 1$ un simple correcteur proportionnel) appliqué au signal d'erreur $e(t) = y(t) - y_{ref}(t)$ et d'autre part, le bloc qui assure l'estimation en ligne du signal $\hat{F}(t)$. La dénomination

"ultra-local" provient donc de cette estimation en ligne. En effet vu que le signal $\hat{F}(t)$ va être estimé à chaque pas de calcul, le modèle (1.15) va sans arrêt être modifié et donc être valable "localement".

La validité, ou le pouvoir représentatif du modèle local, est directement liée à la qualité de l'estimation $\hat{F}(t)$. L'estimation $\hat{F}(t)$ constitue donc une étape primordiale de la commande sans modèle. Nous détaillons juste après les deux possibilités d'obtenir cette estimation $\hat{F}(t)$.

Une fois l'estimation $\hat{F}(t)$ obtenue, nous définissons la loi de commande dans le cas général comme suit :

$$u_{csm}(t) = \frac{1}{\alpha} \left(-\hat{F}(t) - C(e(t)) + y_{ref}^{(v)}(t) \right) \quad (1.16)$$

Dans ce travail de thèse, nous utiliserons une loi de commande légèrement modifiée pour des raisons que nous expliquerons ultérieurement. Cette loi de commande est la suivante :

$$u_{csm}(t) = \frac{1}{\alpha} \left(-\hat{F}(t) + y_{ref}^{(v)}(t) \right) - C(e(t)) \quad (1.17)$$

Reprenons maintenant les équations (1.15) et (1.17) avec $v = 1$, car dans tout ce travail de thèse $v = 1$, et le correcteur $C(e(t))$ un simple correcteur proportionnel de gain K_p . (1.15) devient :

$$\dot{y}(t) = F(t) + \alpha u_{csm}(t) \quad (1.18)$$

et (1.17) :

$$u_{csm}(t) = \frac{1}{\alpha} \left(-\hat{F}(t) + \dot{y}_{ref}(t) \right) - K_p e(t) \quad (1.19)$$

Ainsi, en combinant (1.18) et (1.19), sous l'hypothèse d'une estimation parfaite de F par \hat{F} , l'erreur de poursuite s'écrit sous la forme :

$$\dot{e}(t) + K_p e(t) = 0 \quad (1.20)$$

L'ensemble des signaux inconnus ainsi que les perturbations n'y apparaissent plus. Nous n'avons maintenant plus qu'à régler le paramètre K_p afin d'obtenir un bon suivi de trajectoire [ANFJMS10], [GDBJAC11]. Quel que soit le système réel, il s'agira alors toujours de stabiliser un intégrateur pur. Le réglage des paramètres de $C(e(t))$ est donc extrêmement facilité. [FJ14] s'intéresse plus en détails aux différentes marges de stabilité afin de faciliter encore le réglage des paramètres.

Décrivons maintenant les deux possibilités permettant d'estimer $\hat{F}(t)$ en utilisant des méthodes algébriques [TAR15], [FS08]. Il s'agit là du point déterminant lors de la mise en œuvre de la commande sans modèle. La première méthode que l'on présente est celle que l'on a utilisée tout au long de ce travail de thèse dans les différentes simulations et implémentations qui seront présentées.

Nous approchons la fonction $F(t)$ par une fonction considérée constante, notée \hat{F} , sur un intervalle $[t - T, t]$ avec T l'horizon d'estimation, généralement quelques échantillons.

Un changement de variable simple ramène cet intervalle à $[0, T]$, avec $\sigma \in [0, T]$, σ étant l'indéterminée.

Nous reprenons à présent le modèle ultra-local (1.15) toujours avec $v = 1$. Nous passons dans le domaine de Laplace :

$$sY(s) - y(0) = \frac{\hat{F}}{s} + \alpha U_{csm}(s) \quad (1.21)$$

Nous dérivons ensuite (1.21) par rapport à s afin d'éliminer la condition initiale $y(0)$ qui est un terme constant inconnu. Cela donne :

$$\frac{\hat{F}}{s^2} = -Y(s) - s \frac{dY(s)}{ds} + \alpha \frac{dU_{csm}(s)}{ds} \quad (1.22)$$

Maintenant, nous allons appliquer la transformée de Laplace inverse sur l'intervalle $[0, T]$ à (1.22) en utilisant les règles de transformation et notamment :

$$\begin{aligned} & - \frac{dX(s)}{ds} \xrightarrow{L^{-1}} -tx(t), \\ & - \frac{1}{s^2} \xrightarrow{L^{-1}} t, \\ & - sX(s) \xrightarrow{L^{-1}} \frac{d}{dt}x(t). \end{aligned}$$

Ce qui mène à :

$$\sigma \hat{F} = -y(\sigma) + \left(\frac{d}{d\sigma} \sigma y(\sigma) \right) - \alpha \sigma u_{csm}(\sigma) \quad (1.23)$$

Enfin, pour obtenir l'estimation $\hat{F}(t)$, nous évaluons (1.23) en T afin de ne pas avoir de retard. En effet nous savons que la commande est appliquée tous les instants T . Ainsi, si nous évaluons (1.23) à un autre instant compris dans l'intervalle $[0; T]$, la valeur prise par \hat{F} ne sera peut-être plus la même que celle que nous obtiendrions si nous évaluons (1.23) en T . Cela donne :

$$T\hat{F} = -y(T) + \left(\frac{d}{d\sigma} \sigma y(\sigma) \right)(T) - \alpha T u_{csm}(T) \quad (1.24)$$

La dernière étape concernant cette estimation de \hat{F} est le filtrage de (1.24) à l'aide d'un filtre classique du second ordre. Ceci dans le but de rendre l'estimation plus robuste en présence de bruit.

Nous avons donc présenté ici une première méthode permettant d'obtenir l'estimation $\hat{F}(t)$. Il est important de noter que nous sommes obligés d'utiliser cette méthode (1.24) (ou celle présentée ci-après) pour obtenir cette estimation. En effet, nous ne pouvons pas utiliser (1.15) car généralement la dérivée temporelle $\dot{y}(t)$ n'est pas atteignable/mesurable ou est difficile à calculer en présence de bruit.

Nous allons maintenant présenter une seconde méthode pour obtenir l'estimation de $F(t)$.

Le début est identique à la méthode présentée précédemment. Afin d'atténuer l'influence du bruit pouvant être présent dans l'équation (1.22), nous multiplions les deux termes par s^{-2} , ce qui donne :

$$\frac{\hat{F}}{s^4} = \frac{-Y(s)}{s^2} - \frac{dY(s)}{s ds} + \alpha \frac{dU_{csm}(s)}{s^2 ds} \quad (1.25)$$

Enfin, en repassant dans le domaine temporel, nous obtenons l'estimation de \hat{F} comme suit :

$$\hat{F} = -\frac{6}{T^3} \int_0^T ((T - 2\sigma)y(\sigma) + \alpha\sigma(T - \sigma)u(\sigma))d\sigma \quad (1.26)$$

Ici, le filtrage n'est pas nécessaire du fait de l'intégrale présente dans (1.26).

Chacune des deux méthodes présentées ici (1.24) et (1.26) pour l'estimation du paramètre présente ses avantages et inconvénients. En effet, dans (1.24) nous utilisons un filtre récursif. Cela signifie qu'il n'est pas nécessaire d'historiser un certain nombre de points de $u(t)$ et $y(t)$ (dépendant de la période d'échantillonnage et de l'horizon temporel) contrairement à la méthode (1.26). En revanche, si la simulation est très longue et le pas de discrétisation est très petit, alors la variable σ ne va pas cesser de croître jusqu'à devenir très/trop grande. La durée de nos applications n'étant pas excessive, nous privilégions cette méthode (1.24).

Nous concluons cette section par la manière dont la commande sans modèle a été implémentée dans nos simulations.

La séquence suivante est répétée à chaque période d'échantillonnage.

1) Nous filtrons le signal de référence afin de ne pas générer de problèmes lorsque nous utilisons sa dérivée temporelle, notamment présente dans l'équation de commande (1.16) ou (1.17), et aussi afin d'éviter les changements brusques de référence,

2) Nous calculons la dérivée du signal de référence filtré en utilisant une différenciation numérique discrète, la méthode d'Euler,

3) Nous estimons \hat{F} comme présenté plus haut,

4) Nous calculons la nouvelle commande u_{csm} .

Comme présenté dans le chapitre suivant de cette thèse, nous pouvons ajouter une étape entre les étapes 3) et 4) qui est l'estimation du paramètre α du modèle ultra-local. En effet, la valeur choisie initialement peut ne plus être satisfaisante en cours de simulation. Ainsi, nous présentons dans la suite de cette thèse une méthode permettant d'estimer α en ligne en cours de simulation.

Enfin, soulignons l'aspect très simple de l'implémentation de cette méthode comparé aux

méthodes présentées dans la section précédente [JCM13]. Effectivement, comme expliqué précédemment, une fois le calcul de l'estimation $\hat{F}(t)$ implémenté, il ne nous reste qu'à régler les paramètres du correcteur $C(e(t))$.

Nous avons à présent présenté les fondements de l'idéologie de la commande sans modèle. Nous allons voir au travers de ce document que la commande sans modèle peut, en plus d'être utilisée comme une commande classique, être utilisée comme un module de diagnostic.

Ainsi, avant de conclure ce chapitre introductif avec la problématique générale, un état de l'art concernant le diagnostic des systèmes va maintenant être présenté. Nous y aborderons notamment quelques méthodes de génération de résidus car nous développerons une méthode semblable dans le chapitre trois de ce manuscrit.

De plus, nous présenterons quelques commandes tolérantes aux défauts car comme nous le verrons au chapitre 3 de ce manuscrit, la commande sans modèle peut s'apparenter à une commande de ce type.

1.3 Diagnostic et commande tolérante aux défauts

La majorité des définitions et des méthodes présentées dans cette sous-section sont tirées de [M11].

Le terme diagnostic provient du grec ancien et signifie étymologiquement "capable de discerner". Dans un premier temps, ce terme était surtout utilisé en médecine dont le but était de parvenir à identifier la cause ou la provenance d'une maladie ou d'un problème via l'observation de différents symptômes.

Ce terme a ensuite été utilisé dans le domaine de l'automatique mais le principe reste le même : mettre en œuvre une méthode permettant via des observations de trouver les causes d'une défaillance ou d'un défaut. Les symptômes reposant principalement sur des signaux indicateurs appelés résidus.

Le principe général du diagnostic est présenté figure 1.7. Le bloc de diagnostic se sert des différents signaux qui proviennent du système pour établir si le système surveillé est en état de marche normale ou si des défauts sont présents. Nous considérons ici que le contrôleur ne peut être sujet à des défauts ou défaillances et que seuls les actionneurs, le système et/ou les capteurs peuvent en subir.

Un défaut se définit comme tout écart non permis d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal, usuel ou acceptable [I97]. Un défaut peut conduire à un mauvais fonctionnement ou au pire à une panne et donc à l'arrêt du fonctionnement du système.

Généralement le bloc de diagnostic réalise trois opérations distinctes :

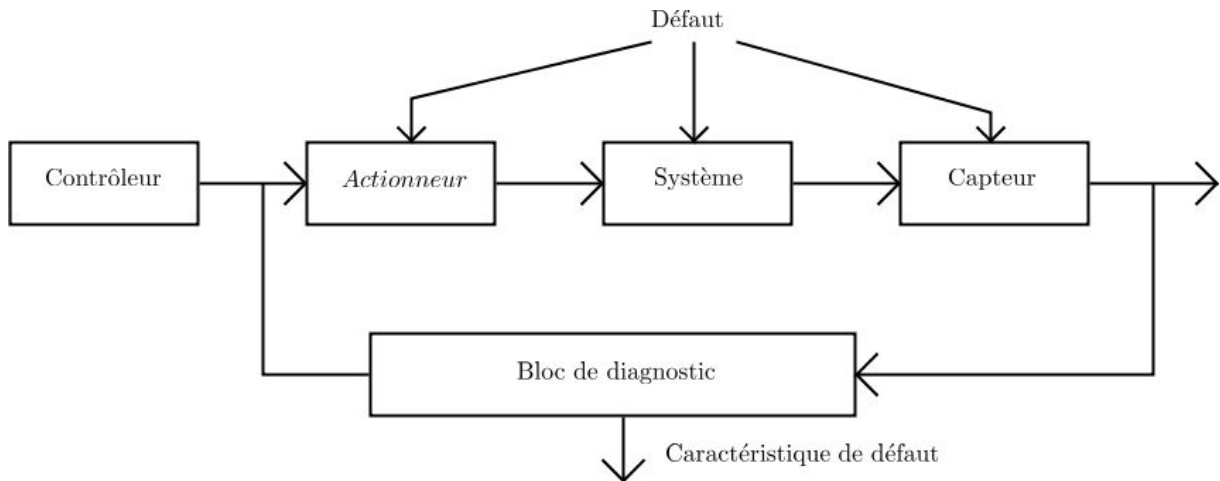


FIGURE 1.7 – Structure générale d'un système de diagnostic.

La détection de défaut : indication que quelque chose est incorrect dans le système surveillé. La détection est une nécessité absolue dans tout système pratique.

La localisation de défaut : détermination de l'emplacement exact du défaut (le composant en défaut). Cette étape est toute aussi importante que la détection de défaut.

L'identification de défaut : détermination de l'amplitude du défaut. L'identification peut ne pas justifier l'effort supplémentaire qu'elle demande. En effet certaines méthodes de commande tolérante aux défauts, comme par exemple la commande sans modèle, ne nécessitent pas de connaître l'amplitude du défaut pour maintenir le système en état de marche.

La plupart du temps, la détection et la localisation de défauts se font en ligne en temps réel et elle peuvent être réalisées en parallèle ou séquentiellement. Sur certains systèmes ces deux opérations sont réalisées par la même tâche. Sur d'autres, il n'y a que la tâche de détection qui est active en permanence alors que la tâche de localisation se déclenche une fois que la présence d'un défaut est signalée.

Un système de diagnostic est généralement évalué sur ses performances suivant un certain nombre de critères : la performance de détection et la performance de localisation.

La performance de détection d'une méthode de diagnostic est caractérisée par plusieurs propriétés quantifiables :

- La sensibilité aux défauts est la capacité de la méthode à réagir à des défauts de différentes amplitudes et notamment aux petites amplitudes,
- Le délai de détection est la capacité de la méthode à réagir assez rapidement par rapport à l'occurrence d'un défaut,
- La robustesse est la capacité de la méthode à détecter des défauts en présence de bruit ou de perturbations et ce avec une fréquence de fausses alarmes assez basse.

Généralement, un compromis doit être trouvé entre ces différentes propriétés afin d'avoir une méthode de diagnostic efficace par rapport à chacune de ces propriétés.

La localisation de défaut va évidemment dépendre des propriétés physiques du système, de l'importance des défauts, du bruit, des perturbations et des erreurs de modélisation. Une difficulté particulière avec ces approches est la localisation de défauts multiples et simultanés qui sont généralement plus difficiles à localiser qu'un défaut seul.

Les types de défauts généralement considérés sont les suivants :

Les défauts actionneurs :

Différences ou incohérences entre une entrée de commande et sa valeur de sortie réelle. Ces défauts peuvent être considérés comme des défauts multiplicatifs (perte de puissance, blocage,...).

Les défauts système :

Dans ce cas, le système est directement affecté par un défaut. Ces défauts sont généralement considérés comme additifs lorsqu'il s'agit d'entrées inconnues agissant directement sur le processus. Lorsqu'un tel défaut est présent, il cause un changement sur la ou les sorties du système indépendamment des entrées connues. Néanmoins un tel défaut peut aussi être multiplicatif dans le cas d'un changement brutal de certains paramètres du système provoquant des changements sur les sorties du système qui dépendent de l'amplitude des entrées connues de celui-ci.

Les défauts capteur :

Différences ou incohérences entre la valeur mesurée et la valeur réelle d'une des variables du système. Généralement, ces défauts sont considérés comme additifs.

Maintenant que nous avons défini les bases du diagnostic, nous allons présenter quelques méthodes usuelles de génération de résidus permettant de détecter et localiser ces différents types de défauts. Nous présentons ces méthodes car l'approche de diagnostic sans modèle que nous allons proposer au sein du chapitre 3 est fondée sur l'évaluation de signaux résiduels.

1.3.1 Génération de résidus

Les méthodes que nous allons présenter ici sont toutes basées sur le modèle mathématique du système considéré. C'est la différence principale qu'il y a entre ces approches et notre proposition nouvelle qui fera l'objet du chapitre 3 de ce manuscrit.

La première méthode que nous allons présenter ici est le filtre de Kalman [K60]. Nous présentons cette méthode car c'est une des premières méthodes à avoir été présentée mais elle reste néanmoins encore largement utilisée de nos jours. De nombreuses méthodes se basent sur les fondements de cette approche.

L'idée principale de cette approche repose sur le problème de l'estimation d'état $x(t) \in \mathbb{R}^n$ d'un système décrit par sa représentation d'état classique :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t) \quad (1.27)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) + v(t) \quad (1.28)$$

avec les signaux $w(t)$ et $v(t)$ des bruits blancs gaussiens centrés et indépendants. Nous définissons le filtre de Kalman comme suit :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A\hat{x}(t) + Bu(t)) + F_k(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (1.29)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) - Du(t) \quad (1.30)$$

Au travers du modèle (1.29) et (1.30), nous nous servons du modèle du système pour prédire l'évolution de l'état du système à partir de l'estimation courante $\hat{x}(t)$. Grâce au gain du filtre F_k , nous ajustons cette prédiction en fonction de l'erreur $e(t) = y(t) - \hat{y}(t)$. Le gain F_k doit être choisi de telle sorte que la matrice $A - F_kC$ soit stable afin que l'espérance mathématique de l'erreur d'estimation tende vers 0 à l'infini. Nous définissons $\epsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ l'erreur d'estimation, nous avons donc :

$$\dot{\epsilon}(t) = (A - F_kC)\epsilon(t) + w(t) + F_kv(t) \quad (1.31)$$

Dans le cas du filtre de Kalman, l'erreur de prédiction $e(t)$ peut être utilisée comme résidu. En effet, lorsqu'il n'y a pas de défaut présent, sa moyenne est nulle. En revanche, lorsqu'un défaut apparaît, sa moyenne n'est plus nulle. Nous pouvons donc ainsi détecter l'apparition d'un défaut. Avec la méthode du filtre de Kalman, il est relativement simple de réaliser l'opération de détection mais en revanche l'opération de localisation est bien plus difficile. Il faudrait réaliser un banc de filtre de détection, chacun étant dédié à un type de défaut suspecté. C'est une approche assez coûteuse en terme de temps de calcul et de mise en place.

La deuxième approche que nous allons présenter est la méthode des observateurs de diagnostic. Cette méthode a été proposée par Beard [B71] et est l'une des approches de diagnostic les plus utilisées.

Nous considérons à nouveau la représentation d'état classique d'un système de dimension n :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1.32)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (1.33)$$

Cette méthode de génération de résidus se base sur l'observateur de Luenberger défini comme suit :

$$\dot{z}(t) = Gz(t) + Hu(t) + Ly(t)$$

$$\hat{y}(t) = Qz(t) + Vu(t) + Wy(t)$$

Avec $z(t) \in \mathbb{R}^q$ et q étant l'ordre de l'observateur. Cet observateur estime alors une combinaison linéaire des éléments du vecteur d'état $x(t)$ représentée par $Tx(t)$ avec $T \in \mathbb{R}^{n \times q}$. Les matrices G, H, L, Q, V, W et T doivent respecter les conditions de Luenberger [FD97] :

- G doit être stable,
- $TA - GT = LC$ et $TB - LD = H$,
- $C = QT + WC$ et $V = -WD + D$.

Nous constituons alors le signal résiduel comme la différence entre la sortie de l'observateur et celle observée. Le résidu aura alors la forme suivante :

$$r(t) = R(y(t) - \hat{y}(t)) = 0 \quad (1.34)$$

Avec $R \neq 0$.

Avec cette approche, le problème de génération de résidus par observateurs peut être vu comme un problème de recherche des matrices G, H, L, Q, V, W et R qui satisfont les conditions de Luenberger données précédemment. [CPZ96] propose une méthode de choix de ces matrices dans le cas d'observateur d'ordre plein ($q = n$).

Lorsque nous considérons les approches à base d'observateurs, l'un des objectifs principaux est la génération de signaux de résidus sensibles aux défauts et découplés d'un certain nombre de perturbations. Lorsque les conditions nécessaires à un découplage complet ne sont pas garanties, le problème de génération de résidus robustes peut être vu comme un problème d'optimisation qui consiste à minimiser la sensibilité des résidus par rapport aux entrées inconnues (perturbations,...) et à maximiser cette sensibilité par rapport aux défauts. De plus tout comme l'approche que nous proposons dans la suite, il est possible de rendre certains résidus sensibles à seulement certains défauts. Ainsi la localisation des défauts peut être accomplie.

Enfin, la dernière méthode que nous allons présenter est celle de l'estimation paramétrique ou aussi appelée méthode des observateurs à entrées inconnues.

Cette méthode requiert la connaissance de la structure du système en fonctionnement normal. Néanmoins, en règle générale en pratique, nous n'avons qu'une connaissance partielle des paramètres du processus. Le but va donc être ici d'identifier en ligne les paramètres qui vont minimiser les écarts entre les valeurs mesurées et celles calculées avec les paramètres estimés. Avec cette méthode, nous considérons que l'occurrence d'un défaut se traduit par un changement de valeur des paramètres du système.

Considérons le système stable de représentation entrée-sortie suivante :

$$y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0y(t) = b_mu^{(m)}(t) + b_{m-1}u^{(m-1)}(t) + \dots + b_0u(t) \quad (1.35)$$

Avec les conditions initiales nulles. Le but ici est donc d'estimer les paramètres inconnus a_i et b_j via les signaux d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$ sur un horizon d'observation $[0, T]$ avec $T > 0$.

Nous définissons les deux matrices suivantes :

$$P_k(t) = \begin{pmatrix} -y^{(n)}(t) & \cdots & -y^{(1)}(t) & u^{(m+1)}(t) & \cdots & u^{(1)}(t) \\ -y^{(n+1)}(t) & \cdots & -y^{(2)}(t) & u^{(m+2)}(t) & \cdots & u^{(2)}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -y^{(n+k-1)}(t) & \cdots & -y^{(k)}(t) & u^{(m+k)}(t) & \cdots & u^{(k)}(t) \end{pmatrix} \text{ et } \Theta = \begin{pmatrix} \hat{a}_{n-1} \\ \vdots \\ \hat{a}_0 \\ \hat{b}_m \\ \vdots \\ \hat{b}_0 \end{pmatrix}.$$

$P_k(t)$ étant le vecteur de données et Θ celui des paramètres estimés à l'instant $t \in [0, T]$. Ces matrices permettent de découpler le système.

Nous définissons ensuite $Y_k(t) = \begin{pmatrix} y^{(n+1)}(t) \\ y^{(n+2)}(t) \\ \vdots \\ y^{(n+k)}(t) \end{pmatrix}.$

Ainsi, l'erreur d'équation est donnée par :

$$e_k(t) = Y_k(t) - P_k(t)\Theta \quad (1.36)$$

L'erreur d'équation peut donc servir comme base au diagnostic.

Nous rappelons que le vecteur Θ minimisant la norme quadratique de l'erreur (1.36) donné par :

$$\Theta = (P_k(t)^T P_k(t))^{-1} P_k(t)^T Y_k(t) \quad (1.37)$$

La solution existe si et seulement si la matrice $P_k(t)^T P_k(t)$ est définie positive. De plus, cette condition signifie que l'entrée $u(t)$ excite en permanence le système [I06].

Cette méthode de diagnostic peut se révéler plus efficace que les méthodes à base de redondance analytique, mais elle est néanmoins plus couteuse en terme de ressource de calcul en ligne.

Nous avons présenté ici quelques méthodes permettant de détecter et localiser des défauts. Elles sont toutes basées sur des générations de résidus, un signal d'erreur par exemple. Les opérations de détection et localisation sont donc assurées via l'évaluation de ces résidus. Néanmoins, contrairement à notre proposition, toutes ces méthodes se basent sur la connaissance du modèle du système. De fait, utiliser la commande sans modèle avec pour objectif un diagnostic sans modèle nous paraît être une alternative crédible.

1.3.2 Commande tolérante aux défauts

Maintenant que le terme de diagnostic a été expliqué et que les principales méthodes de diagnostic ont été introduites, nous allons présenter quelques méthodes de commande tolérante aux défauts. Ceci dans le but de présenter les méthodes existantes et de pouvoir

voir au sein du chapitre 3 en quoi la commande sans modèle se rapproche de certaines de ces techniques.

Nous avons vu dans la sous-section précédente que les systèmes physiques peuvent être sujet à l'apparition de défaut de divers types. Or, l'occurrence d'un défaut peut avoir des conséquences plus ou moins graves sur le système et peut conduire d'une simple déviance à un arrêt total du système.

La commande tolérante aux défauts permet au système de continuer au mieux sa mission malgré la présence d'un défaut. Dans ce contexte, les performances peuvent être dégradées mais doivent être maintenues à un niveau acceptable. Généralement, deux modules en cascade assurent cet objectif : le bloc de diagnostic présenté précédemment et le bloc de commande tolérante aux défauts (voir figure 1.8).

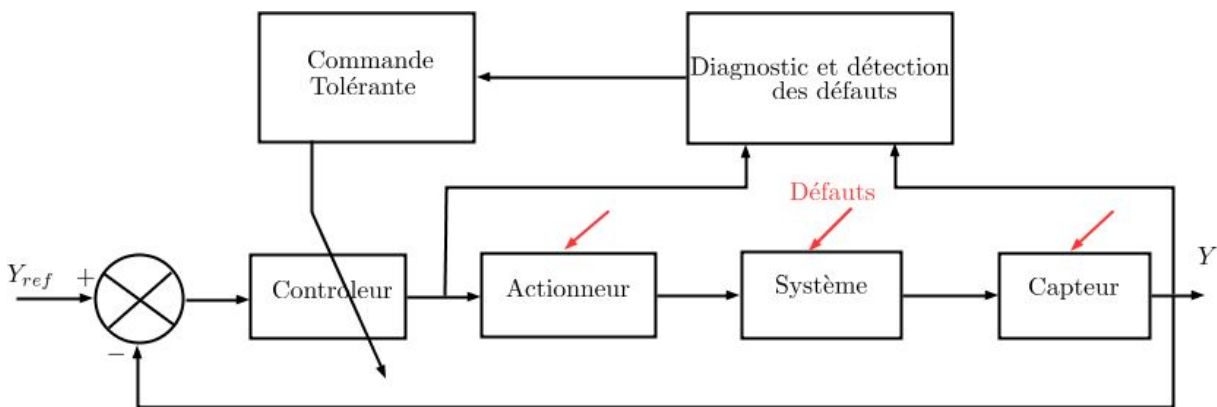


FIGURE 1.8 – Structure générale d'un système de diagnostic et de commande tolérante aux défauts.

Le bloc de commande tolérante aux défauts peut aussi être appelé bloc de reconfiguration de la commande ou accommodation de défaut.

On différencie deux types d'approches, les approches dites « passives » et les approches dites « actives ».

Les approches dites passives se basent sur des concepts de commande robuste. En effet en connaissant a priori l'effet des défauts, ils sont pris en compte dans la synthèse du régulateur robuste. Ainsi, cette méthode ne requiert pas de module de diagnostic. En revanche si un défaut non prévu survient, il est probable que le bloc de commande tolérante ne soit pas assez robuste et que le système n'ait plus un comportement acceptable. Deux méthodes passives de commande tolérante aux défauts sont souvent citées : la méthode dite de commande fiable et l'approche de commande robuste.

Commande fiable : Cette approche a pour but de rendre le système fiable en boucle fermée de sorte qu'en présence d'un défaut la stabilité et les performances soient assurées [ZJ98]. Une liste des défauts possibles doit être dressée afin de confectionner un régulateur qui optimise les performances de fonctionnement défectueux dans chacun des cas.

Commande robuste : Cette approche considère qu'un défaut peut être vu comme une erreur de modélisation ou une perturbation qui affecte la dynamique du système. Ainsi, via une analyse de robustesse, nous synthétisons un régulateur afin que le système soit insensible à ces défauts. Pour de plus amples informations le lecteur pourra se référer à [ZD98] et [BK94].

Les méthodes passives sont relativement simples (à quelques exceptions près comme pour la commande robuste) à mettre en œuvre ce qui est un avantage mais par contre, elles nécessitent une connaissance préalable de chaque type de défaut et leur capacité de tolérance aux pannes est limitée.

Pour ce qui est des approches dites actives, cette fois, nous nous basons sur des techniques d'ajustement en ligne des régulateurs afin de maintenir au moins la stabilité du système. Ces approches présentent un bloc de diagnostic en ligne et un bloc de reconfiguration de commande. Nous retrouvons dans la littérature plusieurs méthodes, nous allons en citer deux qui sont les principales et celles que nous retrouvons le plus souvent : la commande adaptative et la commande prédictive.

Commande adaptative : Dans le cadre de la commande tolérante aux défauts active, la commande adaptative est appropriée en raison de sa capacité à ajuster automatiquement les paramètres du régulateur en fonction des changements des paramètres du système [AMS58] et [C50]. Il existe deux approches, la commande adaptative directe et la commande adaptative indirecte. L'approche directe ne comporte qu'une seule étape : le régulateur est synthétisé directement sans estimer les paramètres du système. Alors que dans la méthode indirecte, lors d'une première étape, les paramètres du système sont estimés puis sont utilisés pour synthétiser le régulateur.

Commande prédictive : Cette méthode reprend la méthodologie présentée dans la partie concernant la commande des systèmes retardés mais en l'appliquant dans un contexte de commande tolérante aux défauts. Avec cette approche, l'idée est de prédire la dynamique du système sur un horizon de temps fini en utilisant un modèle interne du processus. La commande prédictive présente une capacité d'auto reconfiguration (calcul des nouveaux paramètres) ce qui est une propriété intéressante dans le cadre de la tolérance aux défauts. L'inconvénient avec ce type d'approche est qu'un problème d'optimisation est résolu à chaque période d'échantillonnage [MRRS00] et [CMT87]. De fait, les calculs sont souvent lourds et prennent du temps.

Comme nous le verrons dans le chapitre 3 de ce manuscrit, la commande sans modèle peut s'apparenter à une commande tolérante aux défauts active.

Maintenant qu'un état de l'art non exhaustif sur les techniques de commande des sys-

tèmes linéaires retardés et sur le diagnostic en général a été fait, nous allons expliquer la problématique générale traitée dans ce manuscrit de thèse.

1.4 Problématique générale

Au travers de ce chapitre introductif, nous avons dans un premier temps décrit les principaux problèmes inhérents à la commande des systèmes linéaires à retard. Dans un second temps nous avons présenté les bases du diagnostic, avec quelques méthodes en particulier d'une part, et une introduction à la commande tolérante aux défauts a été faite d'autre part.

Concernant les systèmes linéaires à retard, la commande de ces systèmes est un problème ouvert, et plus particulièrement lorsque le retard est inconnu. En effet, dans la première partie de ce chapitre, nous avons vu que dans la littérature, de nombreuses méthodes existent pour le contrôle de système retardé (retard connu). En revanche, lorsque le retard du système est inconnu les méthodes présentées dans cette section ne sont plus applicables. De plus à notre connaissance, il n'existe pas de technique de commande dédiée spécialement aux systèmes à retard inconnu.

De ce fait, nous comprenons tout de suite l'intérêt d'utiliser la commande sans modèle dans ce cadre. En effet, cette méthode ne nécessite pas la connaissance a priori du modèle. Une des problématiques à laquelle nous allons tenter de répondre au travers de ce manuscrit de thèse va donc être la question du contrôle des systèmes linéaires retardés via la commande sans modèle.

D'autre part, le problème du diagnostic sans modèle sera abordé afin d'apporter des solutions nouvelles à ce challenge. L'objectif principal sera de réaliser la commande et le diagnostic des systèmes en exploitant le minimum de connaissance de type modèle.

Chapitre 2

Commande sans modèle appliquée aux systèmes à retards

Sommaire

2.1	Influence du paramètre α sur la stabilité	31
2.1.1	Méthode générale d'analyse de stabilité	31
2.1.2	Exemple d'illustration	34
2.2	Optimisation du paramètre α	39
2.2.1	Méthode d'optimisation pour α	39
2.2.2	Exemple d'illustration	41
2.3	Adaptation en ligne du paramètre α	45
2.3.1	Méthode générale	45
2.3.2	Exemple d'illustration	48
2.3.3	Cas d'un retard inconnu et variable	52
2.4	Commande sans modèle appliquée aux systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles	54
2.5	Ajustements de la commande sans modèle	57
2.6	Conclusion	65

Dans ce deuxième chapitre de thèse, nous allons nous intéresser au cas des systèmes à retard (retard connu puis inconnu) contrôlés par la commande sans modèle.

Lorsque nous analysons l'équation (1.15) du modèle ultra-local de la commande sans modèle nous observons qu'il y a deux paramètres sur lesquels nous pouvons agir : l'ordre de dérivation du modèle local (v) et le paramètre α . Afin d'optimiser les performances de la commande sans modèle, voyons si ces paramètres de synthèse ne pourraient pas être ajustés en ligne ou être définis en amont, afin de correspondre au mieux aux exigences d'un système en cours de simulation. Si l'on analyse le cas du paramètre (v), dans chacun des deux cas, des inconvénients apparaissent.

Le premier est le suivant : Nous avons vu dans le chapitre introductif que l'estimation $\hat{F}(t)$ dépend du paramètre (v), ainsi, si ce dernier change de valeur en cours de simulation, l'estimation $\hat{F}(t)$ précédemment définie ne sera plus valable. En effet, si, en cours de simulation, (v) = 1.3 par exemple, la transformée de Laplace du signal $y^{1.3}$ n'aura plus aucun sens.

Le second inconvénient majeur est le suivant : Nous avons expliqué, toujours au premier chapitre, que le terme (v) ne dépasse généralement pas 2. De fait si une optimisation au préalable nous donne une valeur négative ou très supérieur à 2, l'ordre du modèle ultra-local n'aura plus aucun sens physique.

Au vu de l'analyse précédente, notre attention s'est portée sur le paramètre α , qui apparaît dans la synthèse de la commande sans modèle (1.15). C'est en effet le seul paramètre sur lequel nous pouvons agir assez librement sans changer l'ordre du modèle local (v) ou la dynamique globale de l'erreur du système considéré ($e(t)$). En effet, les inconvénients concernant (v) ont été expliqués précédemment. Pour ce qui est des paramètres du correcteur $C(e(t))$ présent dans (1.17), nous changerions la dynamique liée à l'erreur. De plus, si les paramètres du correcteur $C(e(t))$ sont modifiés en cours d'utilisation, des complications pourraient apparaître notamment lors du suivi de trajectoire.

Comme expliqué précédemment dans le chapitre un, le paramètre α peut être vu comme une mise à l'échelle entre la dérivée temporelle de la sortie et l'entrée. Jusqu'à présent, ce paramètre était fixé par simple essai erreur. De fait, lorsque le système considéré subit de grandes variations d'amplitude, connues ou inconnues, au niveau de son entrée ou de sa sortie, le choix initial de ce paramètre peut ne plus convenir. Par exemple, si ce paramètre est calibré pour un retard donné, lorsque ce retard augmente, la réactivité du système change et la valeur initiale d' α peut ainsi ne plus convenir voir mener à des instabilités. Dès lors, les conséquences pour le système peuvent être désastreuses (apparition d'oscillations, déstabilisation, etc...). En revanche si le retard diminue, nous n'avons a priori pas ce problème.

Nous proposons donc deux axes de réflexion principaux :

- Existe-t-il une méthode pour calibrer α en fonction des différents signaux et paramètres qui influent sur le système afin d'obtenir de meilleures performances (rapidité, précision,

stabilité) ?

- Est-il possible d'estimer α en ligne afin de l'adapter en temps réel ou en cours d'utilisation ?

Au travers de ces deux questions, deux solutions alternatives sont envisagées. La première impose que le modèle du système considéré soit connu d'une part et que le retard soit connu d'autre part. En effet, pour pouvoir répondre à la question des performances optimales, nous devons imposer un contexte précis. A chaque cas de figure correspond alors une solution optimale.

Au travers de la seconde question, nous nous plaçons dans le cas où aucune connaissance a priori n'est nécessaire.

Donnons à présent le cheminement de ce chapitre.

Dans un premier temps nous considérons le retard parfaitement connu. Nous proposons ainsi une méthode permettant d'analyser la stabilité du système en fonction du retard τ et du paramètre α . A partir de ceci, nous définissons un encadrement d' α qui garantit la stabilité.

Dans un second temps, nous recherchons la valeur optimale α^* comprise dans l'intervalle défini précédemment qui garantit les meilleures performances (rapidité, précision, stabilité) pour un retard τ donné et connu. Nous considérons ensuite que le retard τ est majoré, c'est-à-dire que $\tau \in [0; \tau_{max}]$. Ainsi, en utilisant la méthode présentée, nous pouvons donc définir α^* associé au cas $\tau = \tau_{max}$ qui est le pire des cas. Nous estimons que c'est le pire des cas car plus le retard est important, plus il est difficile de stabiliser un système. Tout ceci fait l'objet de la deuxième section.

Ces deux premières sections nous permettent d'appréhender le rôle joué par le paramètre α dans la synthèse de la commande sans modèle ; le but final étant de permettre la commande des systèmes à retard inconnu.

Ensuite, nous considérons le retard totalement inconnu. Nous proposons une méthode permettant d'adapter $\alpha(t)$ en cours d'application. Si $\tau \in [0; \tau_{max}]$ est assez éloigné du pire des cas, nous verrons que les résultats obtenus sont meilleurs. Cette méthode ne requiert aucune connaissance sur le modèle ou le retard. C'est l'objet de la troisième section.

Dans l'avant dernière section, une ouverture concernant l'application de la commande sans modèle aux systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles est présentée.

Enfin, dans la dernière section, nous présentons des ajustements simples concernant la commande sans modèle. Nous proposons d'ajuster a posteriori le modèle ultra-local en fonction de la valeur du retard. En effet, nous remarquons que la valeur de τ peut être visible. Ainsi, nous pouvons effectuer des ajustements graphiques et ajuster le modèle

ultra-local.

Dans l'ensemble de ce chapitre, les systèmes sont considérés stables et linéaires. De plus, nous considérons ici le cas SISO, mais toutes ces études et propositions peuvent être étendues au cas MIMO en écrivant sous forme matricielle chacune des équations. Néanmoins, il faudra tout de même être attentif aux nombres d'entrées et de sorties des systèmes.

2.1 Influence du paramètre α sur la stabilité

Dans cette section, nous abordons le problème de la stabilité des systèmes retardés et plus précisément l'influence du paramètre α sur cette dernière.

Afin de mener cette étude, nous nous appuyons sur une analyse fréquentielle et notamment sur le critère de Nyquist généralisé. Nous faisons ce choix car l'approche classique du critère de Routh-Hurwitz [GARF04] n'est pas appropriée dans ce contexte à cause du retard.

Commençons par détailler la méthode générale.

2.1.1 Méthode générale d'analyse de stabilité

Nous présentons dans cette sous-section la démarche générale permettant d'étudier la stabilité des systèmes retardés contrôlés par la commande sans modèle. Une première version de ces résultats est présentée dans [DJH17].

Dans un premier temps nous expliquons la méthode, puis nous l'appliquons à un exemple académique en guise d'illustration.

Avec un retard connu, le système linéaire s'écrit :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = e^{-\tau s} G(s) \quad (2.1)$$

où :

- $Y(s)$ est la sortie du système,
- $U(s)$ est l'entrée du système,
- τ le retard supposé connu,
- $G(s)$ la fonction de transfert stable du système.

Nous allons donc étudier l'influence du paramètre α sur la stabilité du système.

Afin d'appliquer le critère de stabilité de Nyquist généralisé, il faut connaître les fonctions de transfert en boucle fermée (F_{BF}) et ouverte (F_{BO}) de notre système. Nous savons

que pour un retour de gain unitaire nous avons :

$$F_{BF}(s, \alpha) = \frac{N(s, \alpha)}{D(s, \alpha)} = \frac{F_{BO}(s, \alpha)}{1 + F_{BO}(s, \alpha)} \quad (2.2)$$

Avec $N(s, \alpha)$ et $D(s, \alpha)$ respectivement le numérateur et le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée. Dans cette écriture, notons que la plus petite puissance de s pour $D(s, \alpha)$ est 0.

De par (2.2) nous pouvons écrire :

$$F_{BF}(s, \alpha)(1 + F_{BO}(s, \alpha)) = F_{BO}(s, \alpha) \quad (2.3)$$

suit :

$$F_{BO}(s, \alpha) = \frac{F_{BF}(s, \alpha)}{1 - F_{BF}(s, \alpha)} \quad (2.4)$$

Nous obtenons ainsi l'écriture de la fonction de transfert en boucle ouverte en fonction de $N(s, \alpha)$ et $D(s, \alpha)$:

$$F_{BO}(s, \alpha) = \frac{N(s, \alpha)}{D(s, \alpha) - N(s, \alpha)} \quad (2.5)$$

Nous allons utiliser à présent plusieurs équations données dans le chapitre introductif de ce manuscrit, à savoir les équations (1.15) et (1.17), ainsi que le modèle général des systèmes considérés (2.1).

Avant de passer à l'écriture des fonctions de transfert, nous mettons en lumière deux éléments :

Remarque 1 : Une différence entre la dérivée temporelle de la sortie $\dot{y}(t)$ et la dérivée du signal de référence $\dot{y}_{ref}(t)$ est faite. En effet, le signal de référence $y_{ref}(t)$ est parfaitement connu ce qui induit que sa dérivée peut être calculée directement et exactement. Ce qui donne dans le domaine de Laplace : $\dot{y}_{ref}(t) \xrightarrow{L} sY_{ref}(s)$.

En revanche, le signal de sortie $y(t)$ est quant à lui mesuré. Nous devons donc approcher sa dérivée temporelle par une différence finie classique, ce qui donne dans le domaine de Laplace :

$$\hat{y}(t) \xrightarrow{L} Y(s) \left(\frac{1 - e^{-T_e s}}{T_e} \right) \quad (2.6)$$

avec T_e la période d'échantillonnage. Bien qu'étant la meilleure approximation possible dans un cadre théorique, elle n'est pas valable en pratique, car en présence de bruit des problèmes peuvent survenir.

Remarque 2 : (1.15) est un modèle continu. Lors de l'implémentation des différentes équations, ce dernier est modifié légèrement. En effet, afin d'éviter d'avoir des boucles algébriques durant les calculs, un décalage sur le signal d'entrée $u(t)$ est nécessaire. (1.15) devient alors : $\dot{y}(t) = F(t) + \alpha u(t - T_e)$, et en utilisant (2.6), (1.15) devient dans le domaine de Laplace :

$$Y(s) \left(\frac{1 - e^{-T_e s}}{T_e} \right) = F(s) + \alpha U(s) e^{-T_e s} \quad (2.7)$$

Une fois ces remarques faites, nous obtenons les différentes fonctions de transfert qui serviront à l'analyse de stabilité. Nous utilisons donc (2.6), (2.7) et (1.17) qui donnent :

$$U(s) = -\frac{Y(s)}{\alpha} \left(\frac{1 - e^{-sT_e}}{T_e} \right) + U(s)e^{-T_e s} + \frac{sY_{ref}(s)}{\alpha} - C(s)E(s) \quad (2.8)$$

puis en utilisant (2.1), nous remplaçons $U(s)$ dans (2.8) et nous obtenons finalement la fonction de transfert en boucle fermée entre la sortie du système global $Y(s)$ et le signal de référence $Y_{ref}(s)$:

$$F_{BF}(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{T_e(s + \alpha C(s))}{G(s)^{-1}T_e\alpha e^{\tau s}(1 - e^{-T_e s}) + (1 - e^{-T_e s} + T_e\alpha C(s))}. \quad (2.9)$$

Afin d'appliquer le critère de stabilité de Nyquist généralisé, la fonction de transfert en boucle ouverte est nécessaire. A partir de la fonction de transfert en boucle fermée (2.9) il est trivial d'obtenir ce que nous souhaitons au vu de (2.5). Nous obtenons alors :

$$F_{BO}(s) = \frac{T_e(s + \alpha C(s))}{G(s)^{-1}T_e\alpha e^{\tau s}(1 - e^{-T_e s}) + 1 - e^{-T_e s} - T_e s}. \quad (2.10)$$

Maintenant que nous avons les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée, nous nous focalisons sur l'analyse de stabilité.

Nous nous appuyons, pour cette analyse, sur le critère de Nyquist généralisé [DW80] [WBMSB12] que l'on rappelle ici :

Critère de Nyquist généralisé : Le critère de Nyquist généralisé spécifie que pour qu'un système en boucle fermée soit stable, la relation suivante doit être vérifiée : $N = Z - P$. Ici, N est le nombre de tours du diagramme de Nyquist dans le sens horaire autour du point critique $(-1,0)$ dans le plan complexe, Z est le nombre de zéros instables de la fonction de transfert en boucle ouverte et P le nombre de pôles instables de la même fonction de transfert.

D'après ce critère nous devons, dans un premier temps, étudier la fonction de transfert en boucle ouverte (2.10) et déterminer le nombre de pôles et de zéros instables. Généralement, trouver le nombre de zéros instables est relativement simple contrairement au cas des pôles. Nous proposons donc dans ce contexte une méthode numérique pour résoudre ce problème. En effet, à cause du retard des systèmes considérés, des exponentielles complexes apparaissent au dénominateur de la fonction de transfert en boucle ouverte. Ainsi, des sinus et cosinus sont présents et il n'est donc pas aisé de résoudre ces équations de manière analytique. Nous avons donc dû nous contenter d'une solution numérique.

On pose $s = x + jy$ avec pour but de trouver le couple (x, y) qui vérifie :

$$|\Im(\text{den}(x, y))| + |\Re(\text{den}(x, y))| = 0 \quad (2.11)$$

Avec $\text{den}(x, y)$ le dénominateur de la fonction de transfert en boucle ouverte (2.10), \Im et \Re respectivement les parties imaginaire et réelle.

Si il existe un couple (x, y) qui vérifie (2.11), $x + iy$ correspondra à un pôle de la fonction de transfert en boucle ouverte. Ainsi, en connaissant la position de tous les pôles, nous pourrons en déduire le nombre de pôles instables, nécessaire à l'application du critère de Nyquist.

En pratique, la résolution numérique dans l'espace x et y discrétisé impose la recherche d'un couple (x, y) qui vérifie :

$$|\Im(\text{den}(x, y))| + |\Re(\text{den}(x, y))| < \epsilon \quad (2.12)$$

avec ϵ défini arbitrairement mais suffisamment petit et fonction du pas de discrétisation choisi pour x et y . L'idée est de tracer le logarithme du terme de gauche de l'équation (2.12) et d'observer où se situent les pôles de la fonction de transfert en boucle ouverte. Nous utilisons le logarithme car il permet de mettre en évidence les zones où le terme de gauche de l'équation (2.12) est minimal.

Une fois que nous avons le nombre de pôles et de zéros instables, d'après le critère de Nyquist généralisé, nous pouvons déduire le nombre de tours que doit faire le diagramme de Nyquist autour du point critique $(-1, 0)$ pour que le système bouclé soit stable.

Voici la démarche générale qui va nous permettre d'analyser la stabilité d'un système commandé à l'aide de la commande sans modèle. Nous allons maintenant appliquer cette méthode à un exemple académique en guise d'illustration. Nous allons ainsi étudier le rôle primordial joué par le paramètre α sur la stabilité d'un système retardé.

2.1.2 Exemple d'illustration

Dans cette section, nous appliquons la démarche présentée précédemment à un système retardé.

Voici le système que l'on considère en guise d'illustration :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{s^2 + 1.4s + 1} \quad (2.13)$$

Il s'agit d'un système classique du second ordre stable, qui présente un retard τ connu. Nous cherchons à le contrôler par commande sans modèle. Dans ce cas précis, la fonctionnelle présente dans (2.8) est un simple correcteur proportionnel : $C(s) = K_p$. Nous utilisons donc (2.5) afin d'écrire la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{BO}(s) = \frac{T_e(s + \alpha K_p)}{e^{\tau s} T_e \alpha (s^2 + 1.4s + 1)(1 - e^{-T_e s}) + 1 - e^{-T_e s} - T_e s} \quad (2.14)$$

Nous devons donc trouver le nombre de pôles et zéros instables. Concernant les zéros c'est trivial, il n'y en a qu'un et il est stable : $z = -\alpha K_p$ car α est supposé positif tout comme K_p .

Concernant les pôles, nous allons appliquer la méthode définie plus haut. En posant $s = x + jy$ puis en séparant partie réelle et imaginaire, le dénominateur de (2.14) devient :

$$\begin{aligned} \Re(\text{den}(x, y)) &= T_e \alpha e^{\tau x} \cos(\tau y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) + T_e \alpha e^{\tau x} \sin(\tau y)(-2xy - 1.4y) \\ &- e^{-T_e x} \cos(-T_e y) T_e \alpha e^{\tau x} \cos(\tau y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) + e^{-T_e x + \tau x} T_e \alpha \cos(-T_e y) \sin(\tau y)(2xy + 1.4y) \\ &+ e^{-T_e x + \tau x} T_e \alpha \sin(-T_e y) \cos(\tau y)(2xy + 1.4y) + e^{-T_e x + \tau x} T_e \alpha \sin(\tau y) \sin(-T_e y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) + 1 \\ &- e^{-T_e x} \cos(-T_e y) - T_e x \quad (2.15) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} \Im(\text{den}(x, y)) &= T_e \alpha e^{\tau x} \sin(\tau y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) + T_e \alpha e^{x\tau} \cos(\tau y)(2xy + 1.4y) \\ &- e^{-T_e x + \tau x} T_e \alpha \cos(-T_e y) \cos(\tau y)(2xy + 1.4y) - T_e \alpha e^{-T_e x + \tau x} \cos(-T_e y) \sin(\tau y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) \\ &- e^{-T_e x + \tau x} \sin(-T_e y) \cos(\tau y)(x^2 - y^2 + 1.4x + 1) T_e \alpha - e^{-T_e x + \tau x} T_e \alpha \sin(\tau y) \sin(-T_e y)(2xy + 1.4y) \\ &- e^{-T_e x} \sin(-T_e y) - T_e y. \quad (2.16) \end{aligned}$$

Au travers de cet exemple simple, nous illustrons toute la difficulté de trouver une solution analytique à l'équation (2.11), d'où la nécessité de résoudre ce problème numériquement. Soulignons aussi le fait que le dénominateur de la fonction de transfert en boucle ouverte ne dépend pas de K_p . Cela nous conforte donc dans l'idée d'étudier l'influence du paramètre α sur la stabilité.

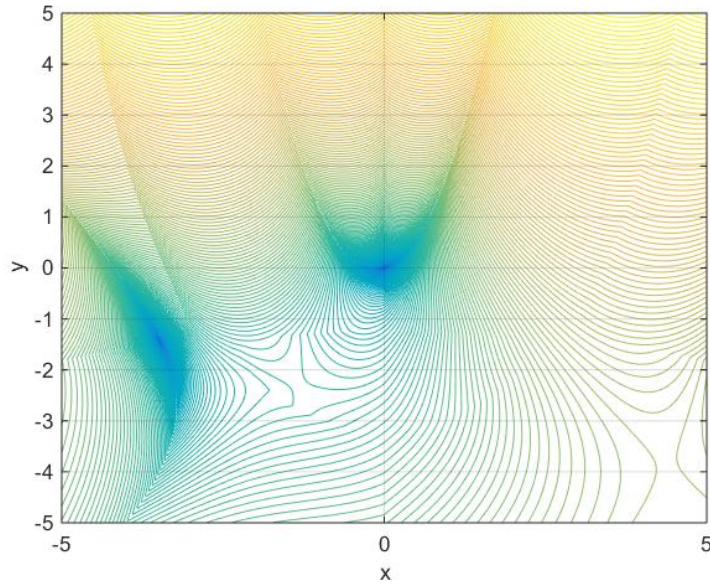
Nous allons donc tracer le logarithme de la somme des valeurs absolues des parties réelle et imaginaire du dénominateur. Nous nous plaçons ici dans le cas précis où $\alpha = 5$, $\tau = 5T_e$ et $T_e = 0.1s$.

La figure 2.1 représente les valeurs prises par l'équation (2.11) avec en abscisse x et en ordonnée y . Sur la figure 2.1a, une vue de dessus de l'ensemble est tracée avec les zones bleues qui représentent les minima de l'équation. Nous nous focalisons donc une seule zone : la zone autour du point $(0, 0)$ (2.1b) car c'est la seule zone où le critère est minimal avec sa partie réelle positive (la zone autour du point $(-4, -1.5)$ ne nous intéresse pas). Nous ne nous intéressons qu'à ce demi-plan car nous rappelons que l'on recherche le nombre de pôles instables, donc à partie réelle positive.

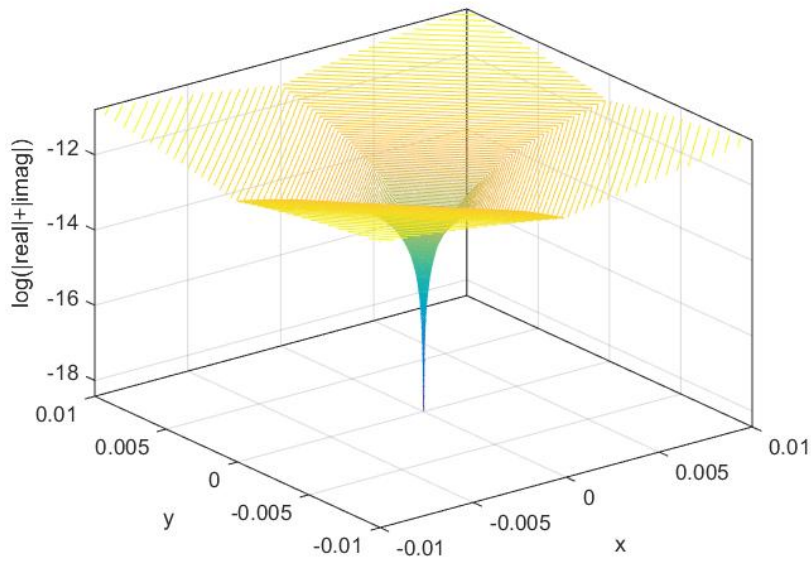
Au travers de ces différents tracés qui illustrent les solutions de l'équation (2.11) pour τ et α donnés, nous déduisons qu'il n'y a pas de pôle instable dans ce cas précis. Nous remarquons toutefois qu'un pôle est présent en zéro.

La fonction de transfert en boucle ouverte n'a donc aucun pôle et zéro instable. Du critère généralisé de Nyquist, nous déduisons que pour garantir la stabilité globale de ce système particulier, le diagramme de Nyquist ne doit donc faire aucun tour dans le sens horaire autour du point critique $(-1, 0)$. Nous allons maintenant étudier au travers de plusieurs simulations l'influence du paramètre α sur la stabilité de ce système. Les différents résultats sont récapitulés dans le tableau 2.2.

Chaque cas du tableau est aussi illustré figure 2.3 (pour $\tau = 5T_e$) et figure 2.4 (pour



(a) Vue de dessus.



(b) Vue centrée sur la zone $(0, 0)$.

FIGURE 2.1 – $\log(|\Im(\text{den}(x, y))| + |\Re(\text{den}(x, y))|)$

stable ?	τ	α	Nyquist	réponse temporelle
non	$5T_e$	1	2.3a	2.3c
oui	$5T_e$	5	2.3b	2.3d
non	$10T_e$	5	2.4a	2.4c
oui	$10T_e$	15	2.4b	2.4d

FIGURE 2.2 – Tableau récapitulatif des différents cas de figure.

$\tau = 10T_e$) avec d'une part le diagramme de Nyquist correspondant ainsi que l'évolution temporelle de la sortie associée pour une entrée constante égale à 10.

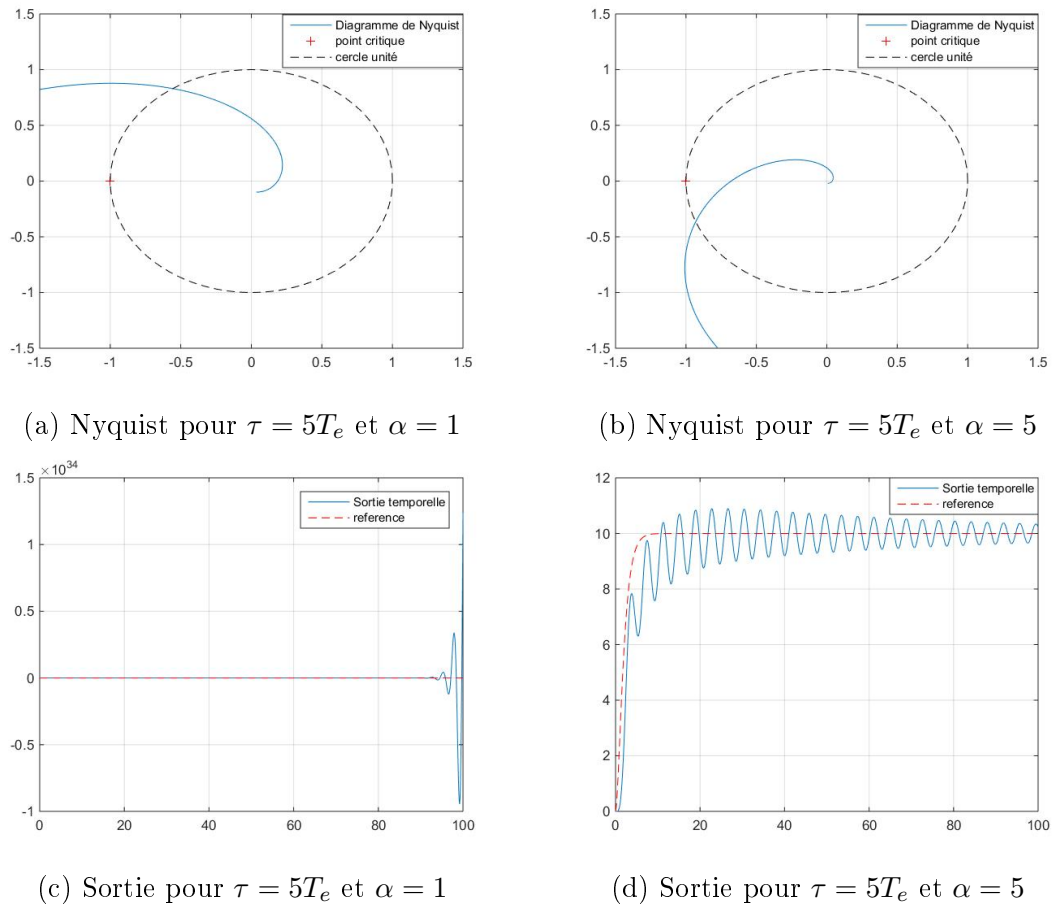
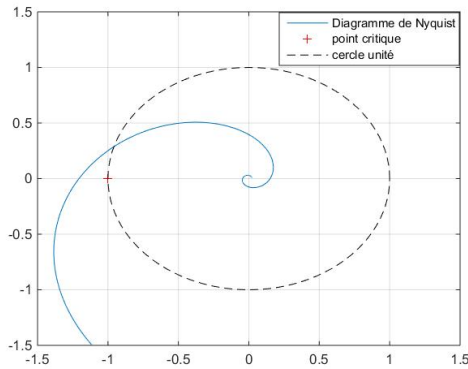


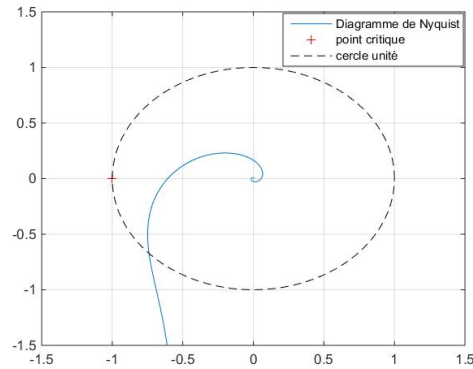
FIGURE 2.3 – Diagrammes de Nyquist et réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 5T_e$.

Pour ce qui concerne le cas $\tau = 5T_e$, nous remarquons que lorsque la valeur d' α est trop petite, le système est instable, figure 2.3c, mais dès lors qu'il augmente, notre système se stabilise 2.3d.

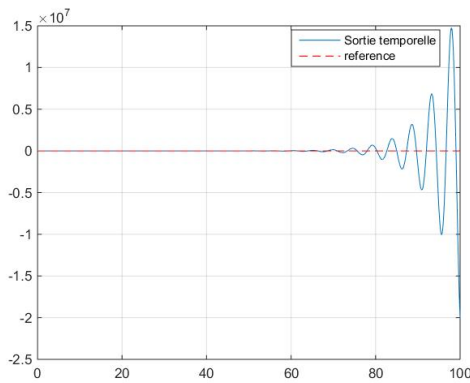
Maintenant, lorsque le retard augmente, $\tau = 10T_e$, nous remarquons que la valeur d' α qui stabilisait le système pour un retard inférieur ne suffit plus (figure 2.4c). Une fois de plus, lorsqu' α augmente, nous parvenons à nouveau à stabiliser le système (figure 2.4d).



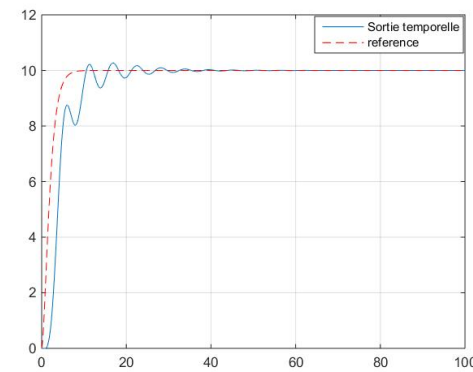
(a) Nyquist pour $\tau = 10T_e$ et $\alpha = 5$



(b) Nyquist pour $\tau = 10T_e$ et $\alpha = 15$



(c) Sortie pour $\tau = 10T_e$ et $\alpha = 5$



(d) Sortie pour $\tau = 10T_e$ et $\alpha = 15$

FIGURE 2.4 – Diagrammes de Nyquist et réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 10T_e$.

Dans l'ensemble des quatre cas présentés, les résultats de simulation sont en accord avec l'étude théorique menée précédemment.

En revanche, lorsque le retard τ devient trop grand, malheureusement même en augmentant α nous ne parvenons pas à stabiliser le système.

Dans cette première partie, nous nous sommes intéressés à l'influence du paramètre α sur la stabilité d'un système commandé par la commande sans modèle. Le lien avec son retard τ a aussi été souligné. Nous avons expliqué dans un premier temps la méthode permettant d'analyser la stabilité. Nous avons ensuite appliqué la-dite méthode au cas d'un système académique qui met en lumière l'influence d' α .

En effet, nous avons montré que même pour un système simple, si le paramètre α n'est pas bien choisi, le système peut être instable en boucle fermée.

C'est donc à partir de cette observation que la question de trouver un α optimal s'est posée. Nous entendons ici optimal au sens de la minimisation d'un critère, que nous définissons dans la partie suivante, dans un contexte précis.

A savoir : est-il possible de déterminer une méthode nous permettant de définir un α optimal, noté α^* , pour un retard donné qui nous garantisse les meilleures performances de commande en termes de rapidité et de précision.

2.2 Optimisation du paramètre α

Nous allons donc présenter dans cette section une méthode visant la détermination d'un α optimal, noté α^* , pour un retard donné. Ceci dans le but de répondre à la première question posée en partie introductive de ce chapitre.

Il est impossible de déterminer une valeur optimale pour α si la valeur du retard est inconnue. α^* sera donc spécifique à chaque retard.

Nous nous appuyerons encore une fois sur une analyse fréquentielle afin de déterminer α^* . Plus précisément, nous utiliserons le diagramme de Black dans l'abaque de Hall-Nichols afin d'évaluer les performances du système en boucle fermée.

La démarche sera la même que dans la section précédente, c'est-à-dire que nous détaillerons dans un premier temps la méthode générale puis nous l'appliquerons au cas du système (2.13).

2.2.1 Méthode d'optimisation pour α

Commençons par expliquer la méthode générale. Nous considérons dans un premier temps que τ est connu et que le système est stabilisable pour ce retard donné. Ceci induit qu'une analyse de stabilité comme présentée dans la partie précédente doit être menée avant de déterminer le paramètre optimal. Une fois cette analyse faite, un intervalle contenant les α stabilisants est déduit. Le but est alors de trouver α^* dans cet intervalle pour τ connu.

La méthode proposée se fonde sur le diagramme de Black basée sur l'abaque de Hall-Nichols. Cette représentation graphique permet d'obtenir le comportement de la boucle fermée du système avec retour unitaire à partir du diagramme de Black de la boucle ouverte. Ainsi, en se basant sur les différents tracés obtenus correspondant à différentes valeurs d' α nous pouvons analyser les performances du système. Dans l'abaque de Hall-Nichols représenté figure 2.5 l'isogain $0dB$ (courbe en rouge sur la figure 2.5) est repéré.

Pour garantir les meilleures performances (rapidité et précision) du système en boucle fermée, le diagramme de Black doit être le plus près possible de l'isogain $0dB$ pour toute fréquence $\omega \in [0; \gamma]$. En effet, si le diagramme de Black est, dans le cas idéal, confondu avec cet isogain, alors cela signifie que le système laissera passer l'ensemble du spectre du signal de consigne. En théorie et en l'absence de déphasage nous aurions $y(t) = y_{ref}(t)$.

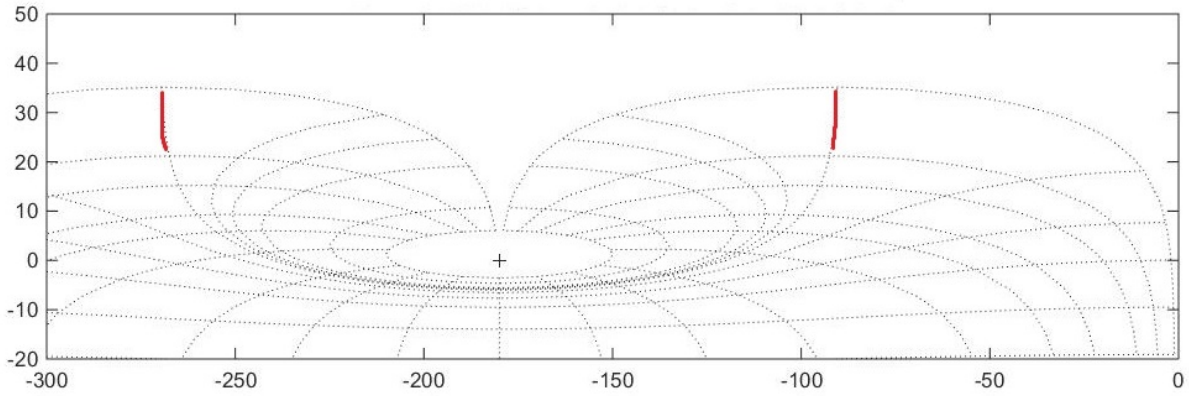


FIGURE 2.5 – Abaque de Hall-Nichols

Néanmoins, ce tracé doit éviter de pénétrer dans la zone centrale car ceci induirait que le système entre en régime oscillant. La méthode s'appuie donc sur divers tracés dans le diagramme de Black pour différentes valeurs d' α pour un retard τ fixé. L'objectif étant de déterminer quelle valeur d' α donne le tracé « le plus proche de l'isogain $0dB$ ».

Nous allons maintenant traduire mathématiquement ce que signifie « être le plus près de l'isogain $0dB$ » au travers d'un critère à minimiser. Ce que nous cherchons revient à minimiser la surface entre l'isogain $0dB$ et le diagramme de Black. C'est ce que traduit le critère S' :

$$S' : \alpha^* = Arg \min_{\alpha} \int_0^{\infty} |F_{BF}(\omega, \alpha) - 1|^2 d\omega \quad (2.17)$$

Dans l'équation (2.17), nous retrouvons :

- ω , la fréquence,
- $F_{BF}(\omega, \alpha)$, la fonction de transfert en boucle fermée du système.

Afin de prendre en considération le signal de référence tout en relaxant les contraintes sur le critère S' , nous introduisons le terme $Y_{ref}(\omega)$ dans le critère. En effet, l'équation (2.17), impose que l'on parcourt toute la bande passante du système pour la minimisation. En ajoutant le signal de référence, nous restreignons la minimisation du critère au spectre fréquentiel du signal de référence. Nous obtenons donc ce nouveau critère à minimiser :

$$S : \alpha^* = Arg \min_{\alpha} \int_0^{\gamma} |Y_{ref}(\omega)|^2 |F_{BF}(\omega, \alpha) - 1|^2 d\omega \quad (2.18)$$

avec γ la bande passante du système. Dans l'équation (2.18), nous retrouvons la partie qui représente une image de la surface entre le diagramme de Black et l'isogain $0dB$ que nous souhaitons minimiser : $|F_{BF}(\omega, \alpha) - 1|^2$ mais nous y retrouvons aussi le signal de référence. Ceci traduit le fait que nous voulons minimiser ce critère S tout en tenant compte du signal de référence. Autrement dit, que nous voulons optimiser la rapidité du système en boucle fermée ainsi que l'erreur statique, le tout par rapport au signal de référence. En d'autres termes, nous voulons garantir le meilleur suivi de trajectoire de référence pour la commande.

Pour un retard τ connu, nous allons définir une plage pour α qui garantit la stabilité du système bouclé. Puis, nous allons minimiser le critère S sur l'ensemble de l'intervalle $[0; \gamma]$. Ainsi, la valeur α^* qui minimise S sera la valeur optimale d' α pour un retard donné τ connu.

Avant de passer à l'application, une précision doit être apportée : Au vu de la courbe présentée figure 2.8a, il nous paraît compliqué de mettre en œuvre un algorithme d'optimisation classique. En effet, avec les différents minima locaux présents, il serait difficile de mettre en place un algorithme qui nous donne directement le minimum du critère. Ce que nous utilisons est donc un quadrillage et nous parcourons l'ensemble de ce dernier afin de trouver le minimum du critère S ainsi que la valeur α^* correspondante.

2.2.2 Exemple d'illustration

Nous appliquons maintenant la méthode proposée au système défini en (2.13). Nous rappelons le système considéré :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{s^2 + 1.4s + 1} \quad (2.19)$$

Nous nous plaçons dans le cas où le retard est fixe et connu $\tau = 20T_e$ avec $T_e = 0.1s$. Nous allons donc chercher la valeur de α^* en appliquant la méthode précédemment présentée.

Il nous faut dans un premier temps trouver la plage des α stabilisant le système pour le retard considéré. Pour se faire, une analyse de stabilité doit être menée. Nous allons donc tester pour différentes valeurs de α la stabilité à l'aide du critère de Nyquist généralisé.

Comme le montre la figure 2.6, la limite acceptable basse qui garantit la stabilité est $\alpha = 13$. En effet, nous avons vu dans la section précédente que pour garantir la stabilité, le diagramme de Nyquist ne devait effectuer aucun tour autour du point critique. Hors, sur la figure 2.6a le point critique est entouré une fois alors que sur la figure 2.6b ce n'est pas le cas. Nous pouvons donc conclure que la limite basse pour laquelle la stabilité est garantie est bien $\alpha = 13$.

Concernant la limite haute, les résultats présentés figure 2.7 nous permettent de définir la limite de stabilité comme étant $\alpha = 75$. En effet, la figure 2.7 présente les diagrammes de Nyquist pour différentes valeurs de α . Ici, nous avons zoomé sur les zones proches du point critique $(-1, 0)$ afin de bien montrer ce qu'il se passe. Ainsi, nous remarquons que lorsque $\alpha = 75$ le point critique n'est pas entouré, contrairement au cas lorsque $\alpha = 76$.

Nous fixons donc la plage pour alpha garantissant la stabilité comme étant : $\alpha \in [13; 75]$. Par la suite, nous allons donc chercher la valeur optimale α^* dans cet intervalle. C'est-à-dire la valeur qui minimise le critère S .

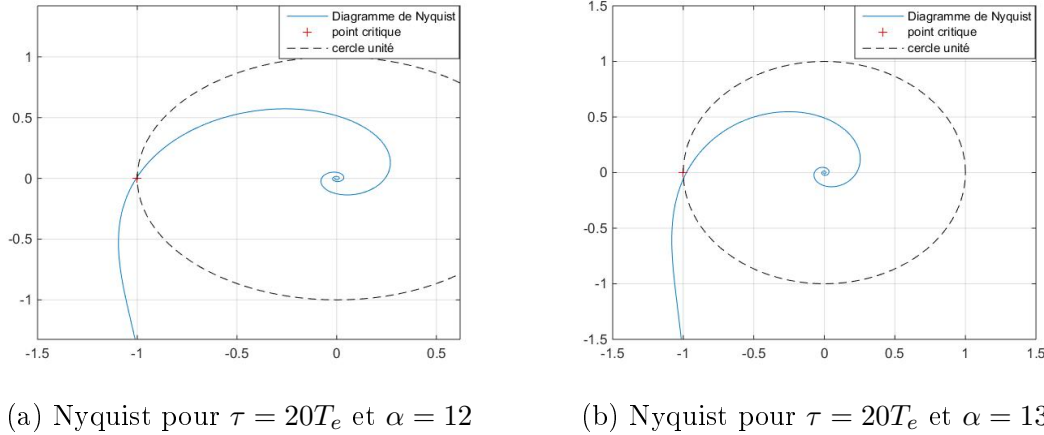


FIGURE 2.6 – Limite basse pour α concernant la stabilité pour $\tau = 20T_e$.

Pour nous y aider, la figure 2.8a présente la valeur du critère S défini en (2.18) en fonction des valeurs de α . Nous remarquons que ce critère est minimal à un endroit donné. Nous nous focalisons donc sur la partie concernée et nous trouvons que $\alpha^* = 21$ (figure 2.8b). Notons au passage que $\alpha \in \mathbb{N}$, néanmoins, nous discrétisons le vecteur contenant les α stabilisant de manière suffisamment petite afin d’avoir un tracé précis. Nous considérons que α^* est la valeur entière d’ α la plus proche du minimum.

Comme expliqué précédemment, cela ne signifie pas que cette valeur d’ α est la valeur optimale pour tous les retards. Pour un autre retard, il faudrait réitérer l’ensemble de cette démarche afin de trouver la valeur optimale. En effet, nous avons ici minimisé S pour $\tau = 20T_e$, mais pour une valeur différente du retard, la minimisation de (2.18) ne donnera pas la même chose.

Enfin, afin d’illustrer que cette valeur d’ α est bien optimale, la figure 2.9 présente les résultats obtenus avec d’autres valeurs d’ α lorsque $\tau = 20T_e$.

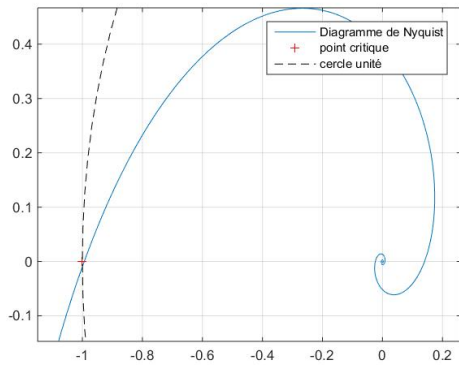
Nous obtenons dans chacun des cas les valeurs suivantes pour le critère S :

- $S(\alpha = 16) \approx 4320$,
- $S(\alpha = \alpha^*) \approx 4206$,
- $S(\alpha = 26) \approx 4305$.

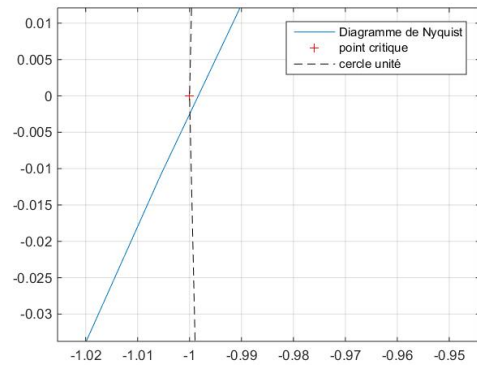
Afin de pouvoir comparer ces résultats avec ceux obtenus dans la prochaine section nous donnons aussi les erreurs quadratiques moyennes :

- $MSE_{\alpha=16} = 1.8008$,
- $MSE_{\alpha=\alpha^*} = 1.7785$,
- $MSE_{\alpha=26} = 1.8495$.

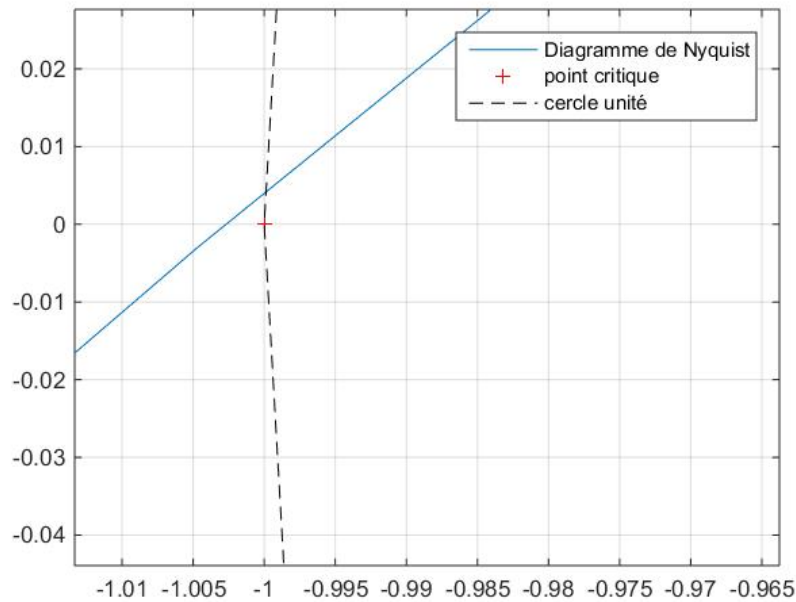
Nous remarquons donc que même si les résultats sont assez proches, par rapport aux valeurs prises par le critère S , le meilleur résultat est obtenu lorsque $\alpha = \alpha^*$.



(a) Nyquist pour $\tau = 20T_e$ et $\alpha = 70$



(b) Nyquist pour $\tau = 20T_e$ et $\alpha = 75$

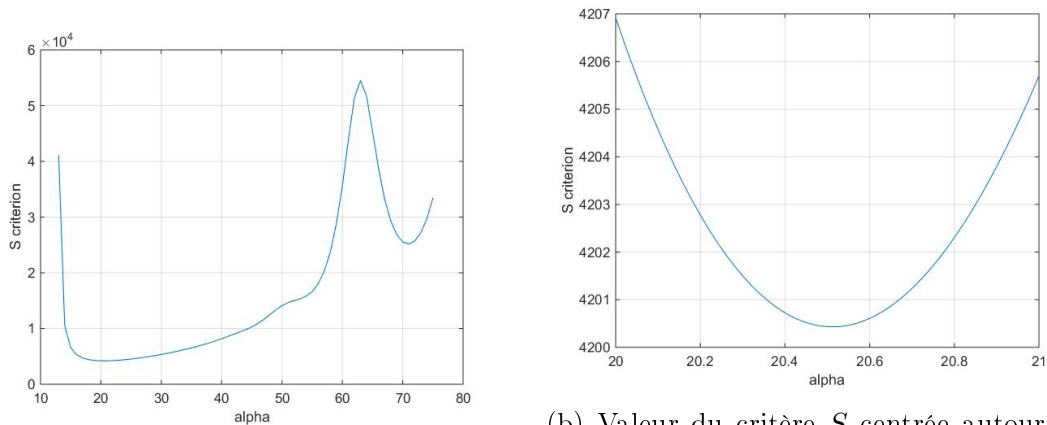


(c) Nyquist pour $\tau = 20T_e$ et $\alpha = 76$

FIGURE 2.7 – Limite haute pour α concernant la stabilité pour $\tau = 20T_e$.

Nous avons donc proposé ici une méthode permettant de calibrer le paramètre α en fonction du retard. En revanche, il est important de noter que pour mener à bien cette méthode, il nous faut connaître parfaitement d'une part le modèle du système et d'autre part le retard de celui-ci. En effet, si le modèle du système n'est pas connu, il nous sera impossible d'écrire les différentes fonctions de transfert nécessaires à la réalisation des différentes études. De plus, si le retard n'est pas parfaitement connu, il nous sera impossible de déterminer α^* .

Posons à présent une hypothèse de travail moins restrictive qui est la suivante : $\tau \in$



(a) Valeur du critère S pour $\alpha \in [13; 75]$. (b) Valeur du critère S centrée autour du minimum.

FIGURE 2.8 – Valeur du critère S en fonction d' α .

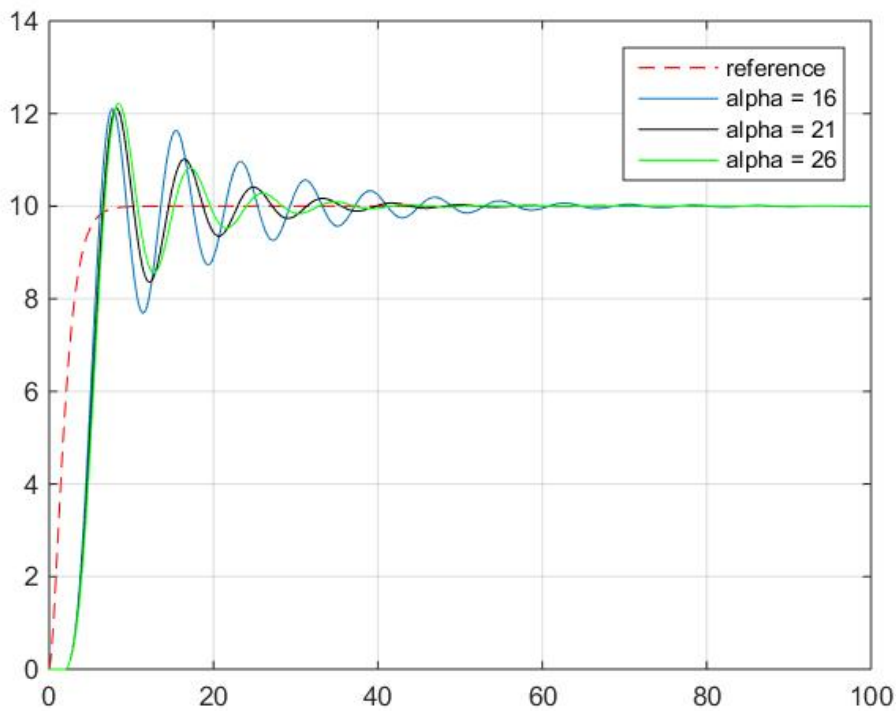


FIGURE 2.9 – Réponses temporelles de la sortie pour différentes valeurs de α .

$[0; \tau_{max}]$ avec τ inconnu et τ_{max} connu. Nous considérons le pire des cas en supposant que c'est celui lorsque $\tau = \tau_{max}$ car en général, plus le retard est important, plus il est difficile de stabiliser le système. Nous pouvons dans ce cas trouver le α^* associé à τ_{max} . Ainsi, dans le cas d'un retard borné mais inconnu, nous nous ramenons au cas précédent. Nous appliquons la méthode précédente pour $\tau = \tau_{max}$. Néanmoins, si en réalité $\tau \neq \tau_{max}$, le

paramètre α^* défini précédemment ne sera plus le paramètre optimal.

En conclusion, nous pouvons dire qu'une méthode pour définir le paramètre optimal dans un contexte précis (connaissance du modèle, du retard,..) a été formulée. Une illustration sur un exemple académique a ensuite été menée afin d'illustrer la méthode.

Suite à cette étude, nous notons l'inconvénient majeur de cette méthode qui se résume en la connaissance du modèle du système. Ceci paraît contradictoire avec l'idéologie même de la commande sans modèle.

La question de savoir si une méthode qui ne nécessiterait aucune connaissance préalable existe et reste d'actualité. En ce sens, nous nous penchons sur la deuxième problématique qui avait été énoncée dans la partie introductive de ce chapitre et fait l'objet de la section suivante.

2.3 Adaptation en ligne du paramètre α

Nous avons donc présenté dans la partie précédente une méthode permettant de déterminer le paramètre α de manière optimale pour un retard τ connu. L'intérêt de la commande sans modèle est justement de ne pas avoir besoin de connaître le modèle du système considéré. Ainsi, la question de savoir s'il est pas possible de déterminer α sans se baser sur la connaissance du modèle est intéressante.

Dans cette partie, nous cherchons une méthode permettant d'adapter en ligne le paramètre α . D'autres chercheurs ont commencé à y réfléchir. Citons par exemple les travaux de [CR15]. Puis, nous proposerons une comparaison entre les deux méthodes présentées, celle présentée dans la section précédente et celle qui fait l'objet de cette section. Enfin, des conclusions en seront tirées.

Nous allons utiliser la même présentation que dans les parties précédentes, à savoir une présentation de la méthode, suivie de l'illustration sur le système académique considéré.

2.3.1 Méthode générale

L'idée est donc de trouver une méthode qui nous permette d'adapter en temps réel la valeur du paramètre α et ce, sans connaissance du modèle du système. Pour les raisons exprimées précédemment, si nous parvenons à proposer une telle méthode, nous serons plus en adéquation avec l'idéologie même de la commande sans modèle.

Dans un premier temps, définissons le nouveau critère à minimiser comme suit :

$$T(t) = \int_t^{t+T_e} |e(\mu)|^2 d\mu \quad (2.20)$$

Nous aurions pu écrire le critère (2.20) comme étant l'intégrale de 0 à $t + T_e$ mais comme tout ce qu'il se passe avant l'instant t est figé, nous préférons cette écriture. En effet nous ne pouvons agir que sur le réglage des paramètres à l'instant courant et non sur le temps passé.

Ce critère s'apparente au critère tout à fait connu du MSE (« Mean Square Error »), à l'exception près que l'on ne divise pas l'intégrale par le nombre de points.

Minimiser ce critère revient donc à minimiser l'énergie de l'erreur à chaque instant t . En effet, le terme $e(\mu)$ représente l'erreur de poursuite à chaque instant.

Dans la même idéologie que la validité du modèle ultra-local de la commande sans modèle sur un court laps de temps, nous cherchons à minimiser l'erreur de poursuite sur un court laps de temps. Ainsi, en minimisant l'énergie de cette erreur, nous garantissons une erreur minimale à chaque instant. L'expression de l'erreur s'écrit à partir de la loi de commande sans modèle (1.17) dans laquelle α n'est plus une constante mais dépend du temps et où $C(e(t))$ est un simple correcteur P :

$$u_{csm}(t) = \frac{1}{\alpha(t)} \left(-\hat{F}(t) + \dot{y}_{ref}(t) \right) - K_p e(t) \quad (2.21)$$

(2.21) devient ensuite :

$$\alpha(t)u_{csm}(t) = -\hat{F}(t) + \dot{y}_{ref}(t) - \alpha(t)K_p e(t) \quad (2.22)$$

Nous obtenons alors pour $e(t)$:

$$e(t) = \frac{1}{K_p} \left(\frac{-\hat{F}(t) + \dot{y}_{ref}(t)}{\alpha(t)} - u_{csm}(t) \right) \quad (2.23)$$

A partir de cette équation (2.23), nous remplaçons $e(t)$ dans (2.20) et nous obtenons :

$$T(t) = \frac{1}{K_p^2} \int_t^{t+T_e} \left(\frac{-\hat{F}(\mu) + \dot{y}_{ref}(\mu)}{\alpha(\mu)} - u(\mu) \right)^2 d\mu \quad (2.24)$$

Le but ici est de trouver une expression pour $\alpha(t)$ qui minimise le critère $T(t)$ à chaque instant t . Comme expliqué plus haut, toute l'implémentation est discrète, nous exprimons donc $T(t)$ de manière discrète, noté T_d . Avec l'approximation de l'intégrale continue par la méthode des rectangles, (2.24) s'écrit :

$$T_d = \frac{T_e}{K_p^2} \sum_{n=k}^{k+1} \left(\frac{-\hat{F}(nT_e) + \dot{y}_{ref}(nT_e)}{\alpha(nT_e)} - u((n-1)T_e) \right)^2 \quad (2.25)$$

Ce terme est ensuite séparé en deux sommes, comme suit :

$$T_d = \frac{T_e}{K_p^2} (T_1 + T_2) \quad (2.26)$$

avec :

$$T_1 = \left(\frac{-\hat{F}(kT_e) + \dot{y}_{ref}(kT_e)}{\alpha(kT_e)} - u((k-1)T_e) \right)^2 \quad (2.27)$$

$$T_2 = \left(\frac{-\hat{F}((k+1)T_e) + \dot{y}_{ref}((k+1)T_e)}{\alpha((k+1)T_e)} - u(kT_e) \right)^2 \quad (2.28)$$

Ici, le terme T_1 est parfaitement connu et correspond au temps passé. Le but est de déterminer l'expression de $\alpha((k+1)T_e)$. Ainsi, lorsque nous voulons minimiser le critère T_d nous ne pouvons agir que sur T_2 .

Dans le terme T_2 , tous les membres sont connus/mesurés à l'exception du terme que nous cherchons à adapter $\alpha((k+1)T_e)$. Par ailleurs, nous remarquons aussi que dans (2.27), c'est $u((k-1)T_e)$ qui apparait et non pas $u(kT_e)$. Ceci a déjà été expliqué et permet d'éviter les boucles algébriques.

Ainsi, minimiser le critère T_d défini en (2.25), équivaut à minimiser T_2 et cela revient à résoudre :

$$-\hat{F}((k+1)T_e) + \dot{y}_{ref}((k+1)T_e) - \alpha((k+1)T_e)u(kT_e) = 0 \quad (2.29)$$

qui correspond à :

$$\alpha((k+1)T_e) = \frac{-\hat{F}((k+1)T_e) + \dot{y}_{ref}((k+1)T_e)}{u(kT_e)} \quad (2.30)$$

Nous avons donc défini l'équation permettant d'adapter $\alpha((k+1)T_e)$ à chaque instant et de minimiser le critère (2.20). [DJH16] présente quelques informations complémentaires.

Une précision doit néanmoins être apportée. En effet, nous remarquons que le dénominateur de (2.30) ne contient que $u(kT_e)$ qui peut parfois être nul. Afin d'éviter une division par zéro, nous ajoutons parfois un terme au dénominateur de ce dernier qui devient alors $u(kT_e) + \epsilon$. Ceci ne change rien et évite de diviser par zéro dans les rares cas où cela se présente. Ce terme ϵ est défini de manière heuristique par simple essai. Généralement, une valeur proche de zéro suffit.

En pratique, la détermination de $\alpha((k+1)T_e)$ suit le protocole suivant à l'instant courant k :

- calcul de $\dot{y}_{ref}((k+1)T_e)$,
- estimation de $\hat{F}((k+1)T_e)$,
- calcul de $\alpha((k+1)T_e)$ à l'aide de $u(kT_e)$,
- calcul de $u((k+1)T_e)$.

Suite à l'expression du paramètre α qui peut être déterminée en ligne sans connaissance du modèle, nous proposons d'en évaluer la pertinence au moyen de l'exemple académique déjà utilisé. Les résultats obtenus avec cette méthode et ceux obtenus avec la méthode présentée dans la partie précédente seront comparés.

2.3.2 Exemple d'illustration

Appliquons à présent cette méthode de détermination d' α au système considéré depuis le début qui est le suivant :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{s^2 + 1.4s + 1} \quad (2.31)$$

Nous allons, dans un premier temps, évaluer cette procédure avec $\tau = 20T_e$. τ est connu pour réaliser les simulations mais n'est pas utilisé lors du calcul de $\alpha(t)$.

Sur la figure 2.10a nous présentons les résultats obtenus pour $\tau = 20T_e$. Nous observons que le résultat est parfaitement acceptable même si des oscillations sont présentes au début comme nous le retrouvons avec α^* .

Nous trouvons dans ce cas l'erreur quadratique moyenne suivante :

$$- MSE_{\tau=20T_e} = 2.7832$$

ce qui signifie que pour un même retard, $\tau = 20T_e$, nous obtenons un meilleur résultat avec α^* ($MSE_{\alpha^*} = 1.7785 < MSE_{\alpha(t)} = 2.7832$).

Ceci est tout à fait normal car α^* est la valeur optimale pour ce retard donné. En revanche, nous notons que le résultat obtenu avec l'estimation en ligne de $\alpha(t)$ reste tout à fait acceptable.

Sur la figure 2.10b, nous présentons le résultat obtenu pour un retard $\tau = 8T_e$ et nous trouvons :

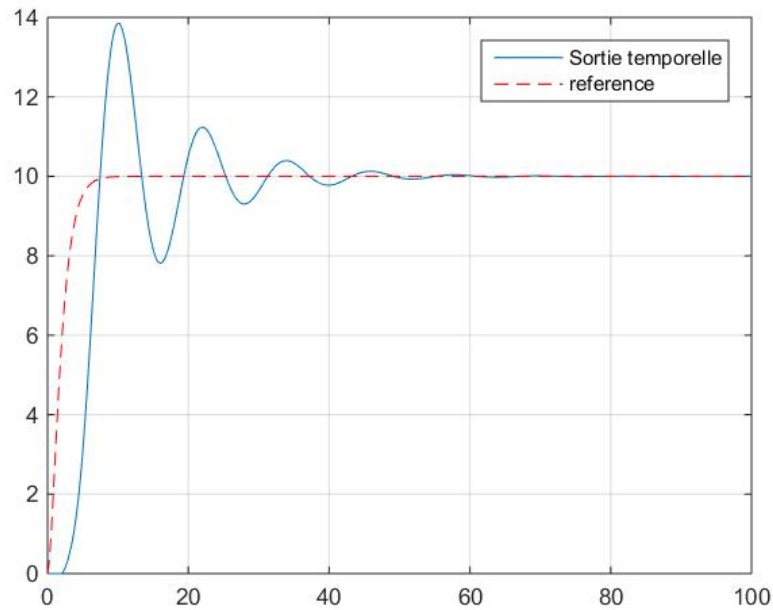
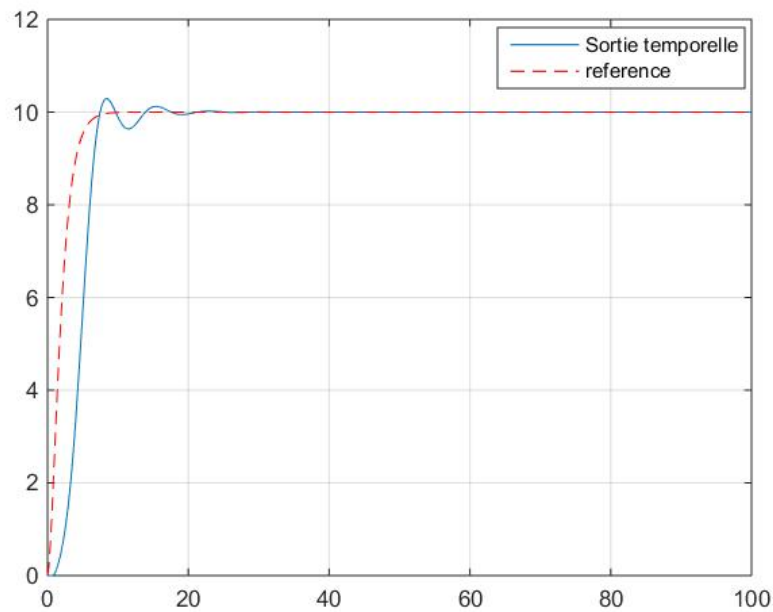
$$- MSE_{\tau=8T_e} = 1.2334$$

Nous voyons que même si nous ne connaissons pas le retard exactement, le résultat obtenu est parfaitement correct. L'erreur quadratique moyenne trouvée lorsque $\tau = 8T_e$ avec l'adaptation en ligne d' α est nettement meilleure que celle obtenue avec α^* pour $\tau = 20T_e$ ($MSE_{\alpha(t)} = 1.2334 < MSE_{\alpha^*} = 1.7785$).

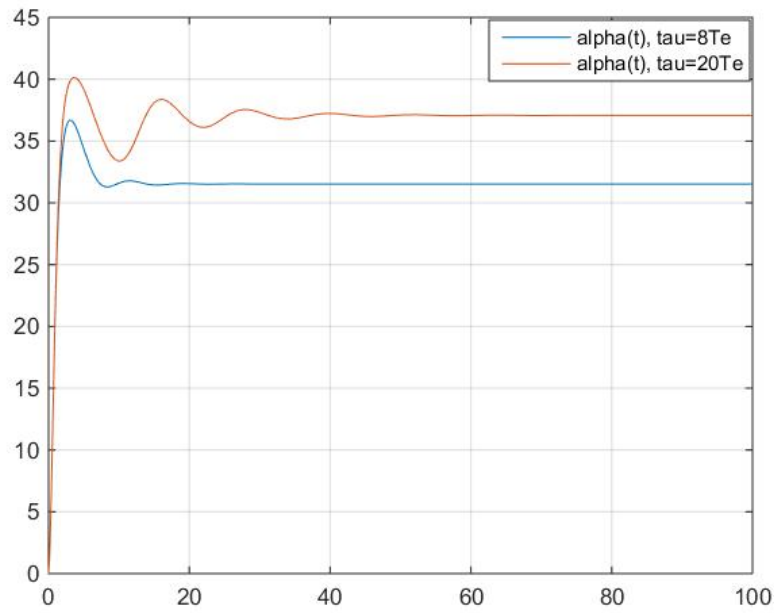
Nous retrouvons donc bien ici ce que nous disions en fin de section précédente dans le cas où $\tau \neq \tau_{max}$. En effet, la valeur α^* correspondant à un retard donné est loin d'être la meilleure lorsque le retard est différent.

Sur la figure 2.11 nous présentons l'évolution de l'estimation pour $\alpha(t)$ en fonction du retard τ et des conditions initiales. La figure 2.11a présente les évolutions avec la condition initiale $\alpha(0) = 0$. Sur la figure 2.11b cette fois $\alpha(0) = -10$. Nous remarquons donc que $\alpha(t)$ ne tend pas vers la même valeur quand les conditions initiales varient. Mais, les sorties ne sont pas impactées comme le montrent les figures 2.10 et 2.12. Ceci est un avantage important car peu importe les conditions initiales, le système reste stable.

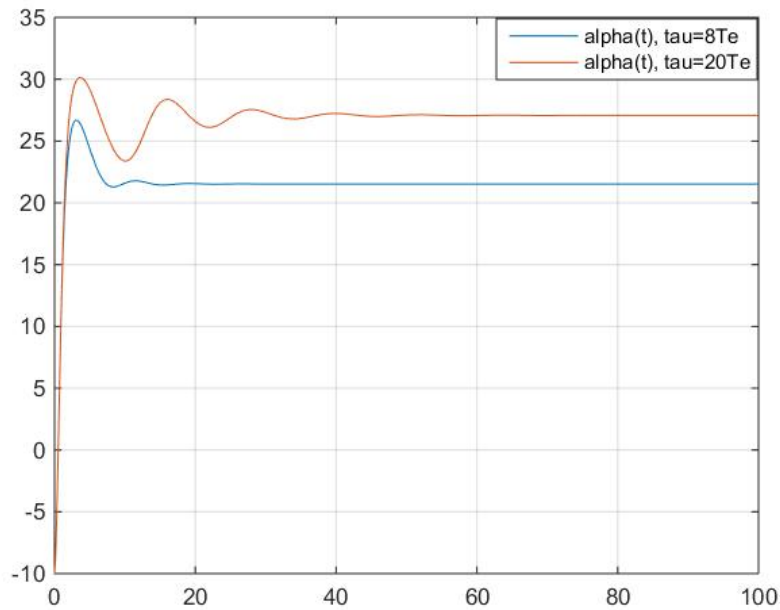
Nous noterons de plus que lorsque $\alpha(0)$ est en dehors de la plage garantissant la stabilité, cela n'affecte en rien la stabilité du système. En effet, l'adaptation du paramètre ramène α dans l'intervalle stabilisant. Un autre avantage important est donc que nous ne nous soucions pas de l'initialisation pour $\alpha(t)$.

(a) Réponse temporelle avec $\alpha(t)$ pour $\tau = 20T_e$.(b) Réponse temporelle avec $\alpha(t)$ pour $\tau = 8T_e$.FIGURE 2.10 – Réponses temporelles de la sortie avec $\alpha(t)$ pour différents retards et $\alpha(0) = 0$.

Nous remarquons aussi que $\alpha(t)$ ne tend généralement pas vers la même valeur que α^* . Ceci s'explique par le fait que nous ne cherchons pas à minimiser les mêmes critères pour



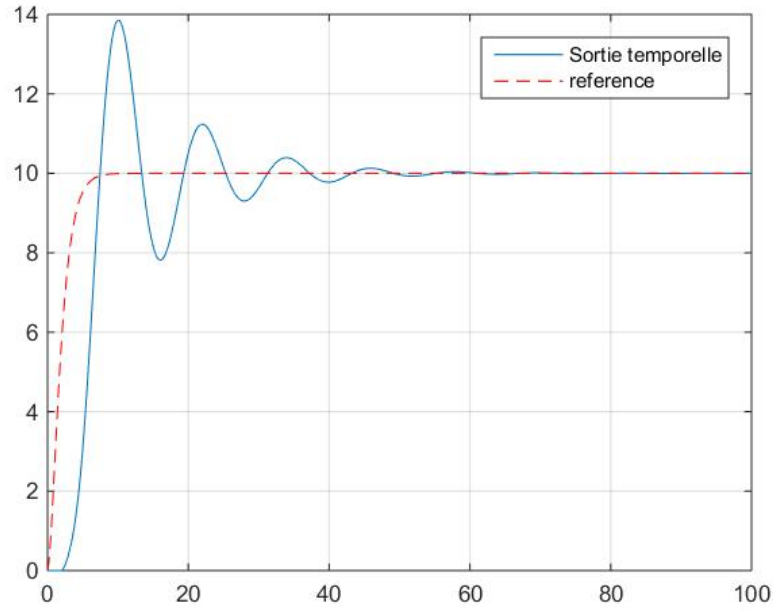
(a) Evolution de $\alpha(t)$ pour $\tau = 8T_e$ et $\tau = 20T_e$ avec $\alpha(0) = 0$.



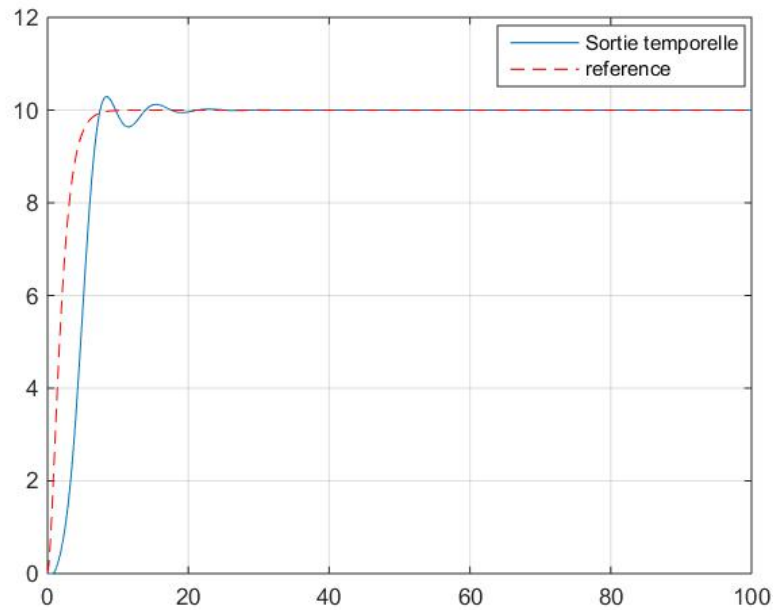
(b) Evolution de $\alpha(t)$ pour $\tau = 8T_e$ et $\tau = 20T_e$ avec $\alpha(0) = -10$.

FIGURE 2.11 – Evolutions de $\alpha(t)$ pour différents retards et conditions initiales.

déterminer α .



(a) Réponse temporelle avec $\alpha(t)$ pour $\tau = 20T_e$.



(b) Réponse temporelle avec $\alpha(t)$ pour $\tau = 8T_e$.

FIGURE 2.12 – Réponses temporelles de la sortie avec $\alpha(t)$ pour différents retards et $\alpha(0) = -10$.

En effet, pour α^* , nous minimisons le critère (2.18) suivant :

$$S : \alpha^* = \text{Arg} \min_{\alpha} \int_0^{\gamma} |Y_{ref}(\omega)|^2 |F_{BF}(\omega, \alpha) - 1|^2 d\omega \quad (2.32)$$

Concernant $\alpha(t)$, en revanche, nous nous basons sur le critère (2.20) suivant :

$$T(t) = \int_t^{t+T_e} |e(\mu)|^2 d\mu \quad (2.33)$$

Nous remarquons parfaitement que les deux critères ne sont pas identiques même si nous pourrions trouver un lien entre eux en nous appuyant sur l'égalité de Parseval [B48] par exemple. D'un côté nous minimisons un critère fréquentiel (2.32) tandis que de l'autre, il s'agit d'un critère temporel basé sur l'erreur de poursuite (2.33) exclusivement.

Enfin, nous noterons que lorsque le retard est dans un intervalle donné, $\alpha(t)$ garantit la stabilité peu importe la valeur du retard dans cet intervalle. Au contraire de α^* qui, si l'étude n'est pas bien menée (si nous obtenons une mauvaise valeur pour α^* par exemple), peut tout à fait déstabiliser le système.

Nous avons donc présenté dans cette partie une méthode d'adaptation en ligne du paramètre α . Cette méthode présente de nombreux avantages en comparaison à la précédente. Notamment le principal qui est que le modèle du système considéré n'a pas à être connu.

Pour conclure cette partie, nous allons présenter des résultats obtenus avec un retard inconnu et variable.

2.3.3 Cas d'un retard inconnu et variable

Dans cette partie, nous présentons les résultats obtenus avec l'adaptation d' α en temps réel lorsque le retard est inconnu et variable.

Nous considérons le même système (2.31) à savoir :

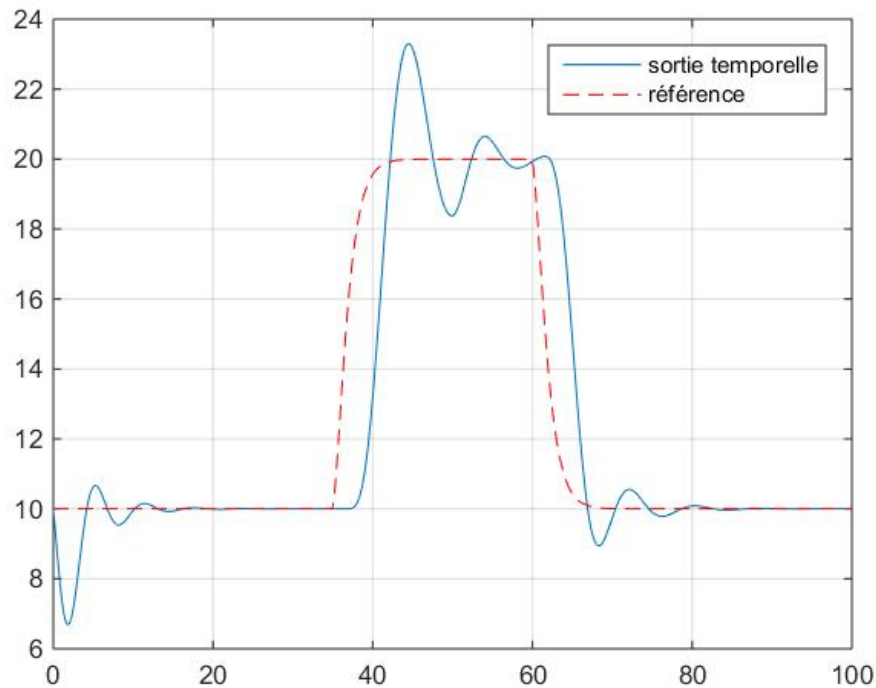
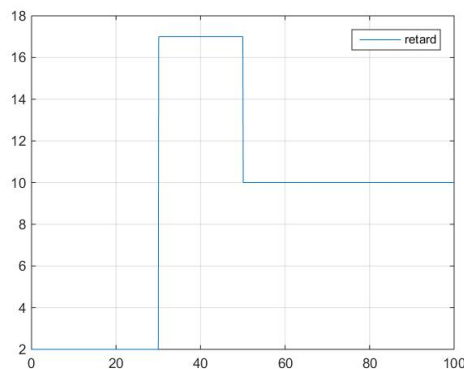
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{s^2 + 1.4s + 1} \quad (2.34)$$

La différence réside ici dans le fait que le retard τ est variable en plus d'être inconnu. Ainsi, sa valeur évolue au cours du temps. Nous comprenons aisément que dans ce cas, il va être impossible de déterminer α^* pour différents retards au cours d'une même expérience.

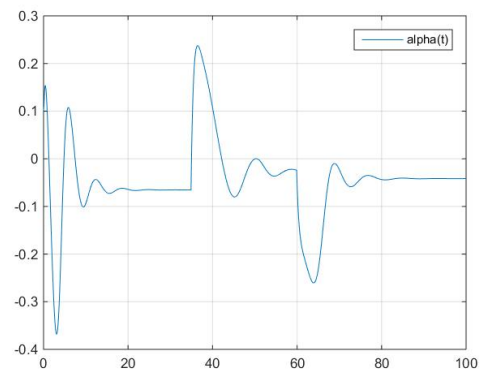
Les simulations qui suivent ont été réalisées avec les paramètres suivants : $K_p = 0.05$ et $T_e = 0.1s$.

La figure 2.13 représente différents résultats. L'évolution temporelle du retard $\tau(t)$ est présentée figure 2.13b. Nous remarquons bien que ce retard n'est plus constant mais évolue bien en cours d'application.

Sur la figure 2.13a, nous représentons l'évolution temporelle de la sortie qui suit très correctement la trajectoire. Nous remarquons que lorsque l'on passe de $y_{ref} = 10$ à $y_{ref} = 20$

(a) Réponse temporelle avec l'adaptation d' $\alpha(t)$.

(b) Evolution du retard.

(c) Evolution d' $\alpha(t)$.FIGURE 2.13 – Résultats obtenus avec un retard variable et $\alpha(t)$.

à $t_1 = 45s$, l'amplitude du dépassement est assez importante (environ 40%). En revanche lorsque nous passons de $y_{ref} = 20$ à $y_{ref} = 10$ à $t_2 = 60s$, cette fois l'amplitude du dépassement est beaucoup plus petite (environ 10%). Ceci s'explique par le fait que le retard à ces deux instants t_1 et t_2 n'est pas identique. En effet il est plus petit à t_2 ($\tau = 10T_e$) qu'à t_1 ($\tau = 17T_e$).

Nous avons donc moins de dépassement lorsque le retard est plus petit. Ceci est conforme au reste des observations que nous avons faites précédemment.

La commande sans modèle avec l'adaptation de $\alpha(t)$ s'accommode donc parfaitement lorsque le retard est inconnu et variable. Ceci est visible figure 2.13c. En effet, nous observons que l'évolution de $\alpha(t)$ s'adapte en permanence à l'évolution du retard temporel.

Ce point est encore un avantage important de l'adaptation en ligne d' $\alpha(t)$.

Au sein de la section suivante nous allons présenter une brève application de ces méthodes aux cas des systèmes décrits par les équations aux dérivées partielles. En effet nous avons vu dans l'introduction concernant la modélisation des systèmes retardés le lien qui peut être fait entre ces systèmes et les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles.

2.4 Commande sans modèle appliquée aux systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles

Au vu du lien qui a été évoqué dans la partie introductive entre les systèmes retardés et les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles (EDP), nous allons dans cette partie appliquer la commande sans modèle à ce dernier type de système. [KS08] présente une méthode de contrôle des systèmes EDP aux limites. Nous verrons en quoi l'utilisation de la commande sans modèle est bien plus simple.

Nous présentons dans un premier temps le système considéré et ensuite nous appliquerons la commande sans modèle à ce système.

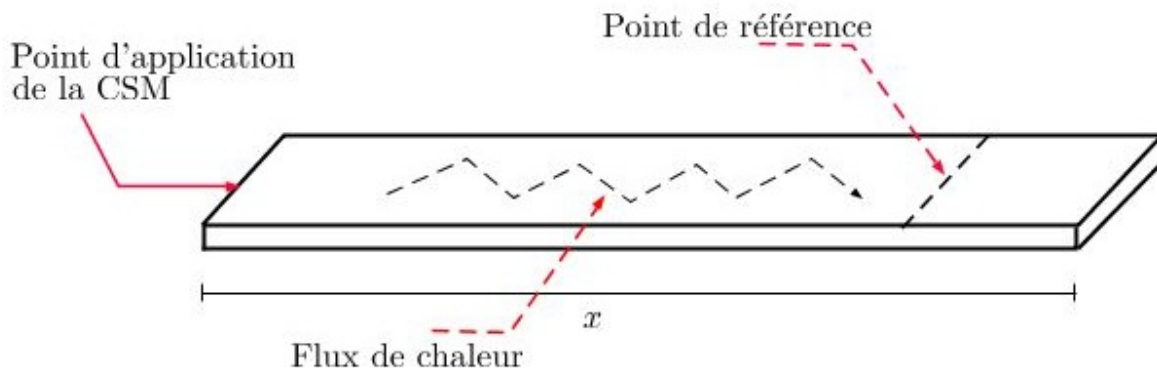


FIGURE 2.14 – Schéma d'illustration du système plaque.

Nous avons donc choisi d'appliquer la CSM à un transfert de chaleur dans une plaque. Le schéma 2.14 présente brièvement ce système.

Le but est donc de contrôler la température en un point donné, aussi appelé point de référence, afin que cette dernière suive une trajectoire. Nous aborderons aussi le sujet de la localisation du point que nous prenons pour référence, s'il se trouve sur un bord de la plaque ou bien à un endroit quelconque de celle-ci, ainsi que l'endroit où est appliquée la

commande.

Cette plaque étant considérée comme assez fine et peu large, nous négligerons ces deux dimensions pour se focaliser seulement sur la longueur où se trouve le point de mesure à contrôler.

Voici l'équation qui régit un tel système :

$$\frac{\partial y(t, x)}{\partial t} = \frac{\partial^2 y(t, x)}{\partial x^2} \quad (2.35)$$

Dans cette équation $y(t, x)$ représente la température à contrôler, x et t respectivement l'espace ($0 \leq x \leq X_f$) et le temps ($0 \leq t \leq T_f$).

La différence entre une équation aux dérivées ordinaires et une équations aux dérivées partielles est que pour cette dernière il faut préciser non seulement une condition initiale ($y(0, x)$) mais aussi des conditions sur les bords de notre plaque à gauche et à droite ($y(t, 0)$ et $y(t, X_f)$).

Nous imposons des conditions de Dirichlet aux limites. Ainsi nous obtenons :

$$\begin{cases} y(t, 0) = y_0 + U_{csm} \\ y(t, X_f) = y_1 \\ \dot{y}(t, 0) = \dot{y}(t, X_f) = 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

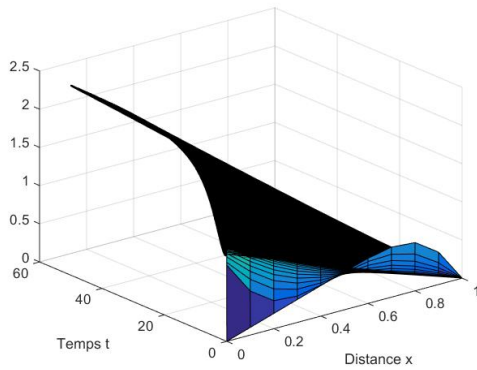
nous notons que nous imposons les dérivées nulles aux limites ce qui signifie qu'il n'y a pas de flux en lien avec l'extérieur du domaine excepté la commande.

De plus nous remarquons que la commande U_{csm} apparaît dans la condition sur le bord gauche mais nous expliquerons ceci en détail dans la suite.

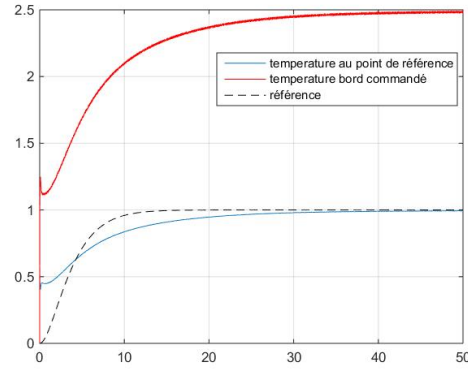
Dans un premier temps, nous appliquons la commande sans modèle sans utiliser l'adaptation en ligne du paramètre α . Nous chauffons donc le bord gauche de notre plaque et nous essayons de contrôler la température à un point donné sur la plaque que nous noterons dans la suite X_m . La figure 2.15 représente les résultats obtenus pour différents points X_m . Nous voyons la différence en fonction de la position du point X_m . En effet, plus le point que nous cherchons à contrôler est proche du bord commandé, plus la commande associée est faible en terme d'amplitude, ce que nous observons figure 2.15d. En revanche, plus le point à contrôler s'éloigne du bord commandé, plus l'amplitude de la commande est importante comme sur la figure 2.15b. Ainsi, nous pourrions retrouver des problèmes de saturation de commande et dans ce cas les performances pourraient être dégradées. De plus, dans les deux cas le suivi de trajectoire n'est pas parfaitement assuré et il est difficile de trouver un meilleur réglage manuellement sans y passer du temps.

Sur la figure 2.15, les résultats ont été obtenus pour les paramètres suivants :

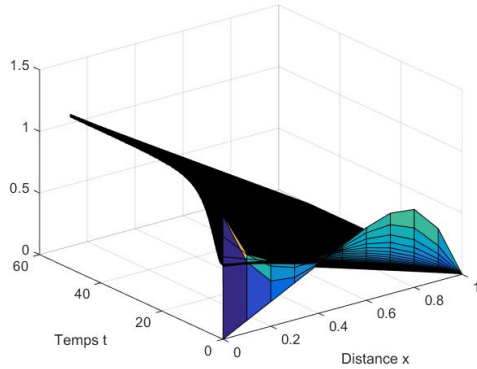
- $K_p = 0.005$,
- $\alpha = 100$,
- $y_0 = 0$,
- $y_1 = 0$,
- $y(0, x) = X$.



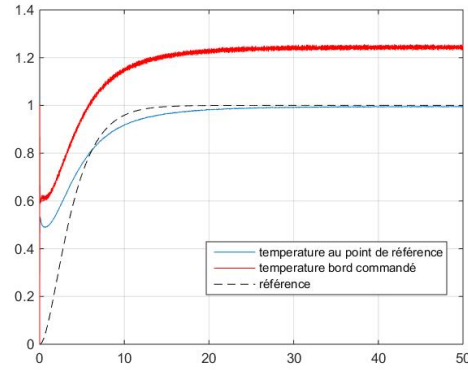
(a) Vue 3d de la propagation de la chaleur avec $X_m = 0.7$.



(b) Evolution de la température avec $X_m = 0.7$.



(c) Vue 3d de la propagation de la chaleur avec $X_m = 0.3$.

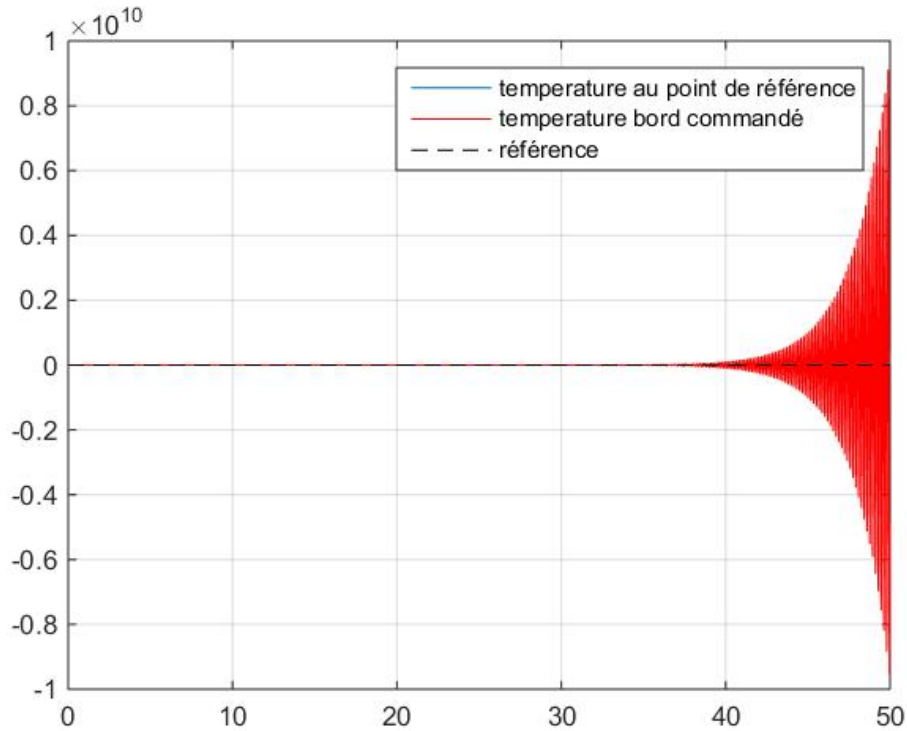


(d) Evolution de la température avec $X_m = 0.3$.

FIGURE 2.15 – Résultat de la commande sans modèle.

avec $X = [0 : 0.1 : 1]$. Ceci induit qu'à l'instant zéro, la plaque n'est pas entièrement froide mais que via l'environnement où elle se trouve elle a déjà une température quelconque. Le problème principal que nous pouvons noter ici est la difficulté que nous éprouvons pour déterminer les paramètres. Il est plus délicat que pour d'autres types de système et les systèmes EDPs sont plus facilement destabilisables comme montré figure 2.16. En effet, de par leur nature, les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles sont plus sensibles aux valeurs des paramètres choisies. Les paramètres utilisés dans ce cas sont les suivants : $K_p = 0.005$ et $\alpha = 10$.

Nous appliquons maintenant la commande sans modèle sur le même système en utilisant l'adaptation en ligne du paramètre α . Les résultats sont présentés figure 2.17. Nous remarquons ici que nous n'avons pas besoin de faire plusieurs essais pour régler α car l'algorithme le fait automatiquement. Les résultats sont nettement meilleurs qu'avec α fixe. Le suivi de trajectoire est parfaitement assuré peu importe la localisation du point X_m .

FIGURE 2.16 – Résultats obtenus pour $K_p = 0.005$ et $\alpha = 10$.

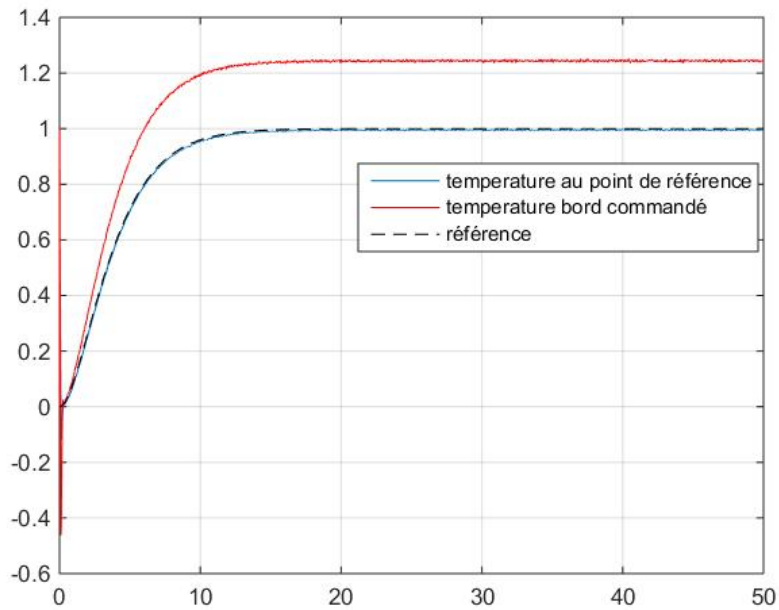
Ainsi, nous pouvons conclure que les résultats obtenus avec l'adaptation en ligne d' α sont très bons. Néanmoins, il serait possible d'obtenir ces mêmes résultats avec un α fixe bien calibré, mais ceci nécessite un certain savoir-faire. En effet, la méthode présentée section 2.1 n'est pas applicable dans le cas des systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles car les fonctions de transfert d'un tel système ne peuvent être écrites.

Ces avantages importants mettent en valeur la méthode d'adaptation de α en ligne.

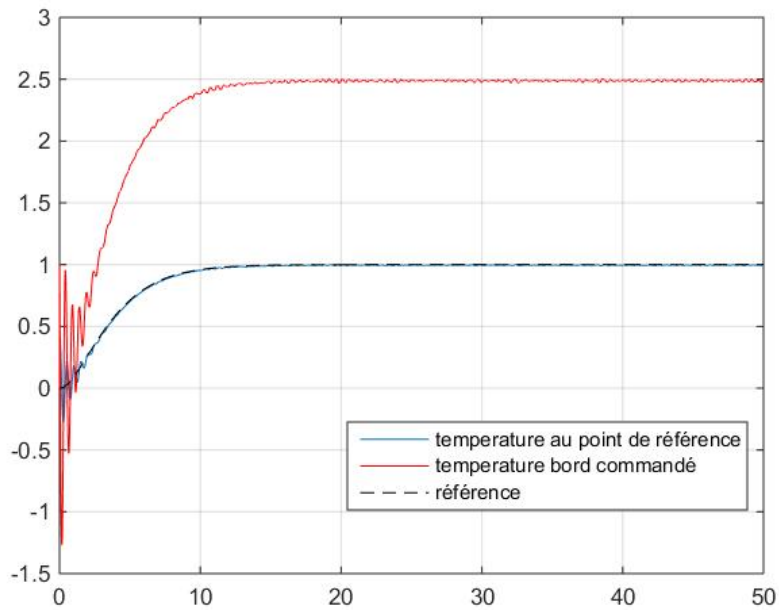
Nous allons conclure ce chapitre avec des propositions d'ajustements de la CSM.

2.5 Ajustements de la commande sans modèle

La commande sans modèle peut être apparentée à une commande qui fonctionne par apprentissage, mais contrairement à d'autres, elle ne nécessite pas une grande quantité d'informations. En effet, cette méthode n'utilise pas de modèle explicite mais s'appuie tout de même sur un modèle local qui approche le comportement du système réel. Cela s'apparente à une commande adaptative indirecte [CB90] et [K86]. De fait, si nous pouvons avoir accès à de nouveaux éléments concernant le système contrôlé, nous allons pouvoir enrichir la commande sans modèle et ainsi améliorer ses performances.



(a) Réponse temporelle avec l'adaptation d' $\alpha(t)$ pour $X_m = 0.3$.



(b) Réponse temporelle avec l'adaptation d' $\alpha(t)$ pour $X_m = 0.7$.

FIGURE 2.17 – Réponses temporelles de la sortie avec l'adaptation d' $\alpha(t)$.

Nous allons dans cette section donner des éléments permettant d'améliorer les performances de la commande sans modèle en l'enrichissant par de l'apprentissage a postériori et notamment par la valeur du retard qui était jusqu'ici inconnue. Nous nous plaçons dans

le cas où α est constant mais les propositions à venir sont aussi valables dans le cas où $\alpha(t)$ est variable.

Dans cette optique, nous remarquons que le retard est visible sur les simulations. Figure 2.18, nous présentons les résultats obtenus pour le système du second ordre considéré dans tout ce chapitre avec un retard $\tau = 50T_e$. La figure 2.18 représente l'évolution temporelle de la sortie du système du second ordre avec les paramètres suivants : $K_p = 0.02$, $\alpha = 10$ et $T_e = 0.1$.

Ainsi, nous remarquons que le retard peut être quantifié en mesurant l'écart entre le moment où la référence change d'amplitude et le moment où la sortie temporelle évolue à son tour (en noir figure 2.25b). Dans ce cas nous l'estimons à $5s$, ce qui représente bien $50T_e$.

Voyons s'il est possible d'intégrer cette connaissance au sein de la commande sans modèle, c'est-à-dire, si connaissant ce retard a posteriori, nous pouvons resynchroniser le signal de référence avec celui de la sortie temporelle associée dans le but de réduire encore l'erreur de poursuite.

Figure 2.19 nous représentons le schéma bloc initial de la commande sans modèle contrôlant un système à retard dont la fonction de transfert est $G(s)e^{-\tau s}$. $C(s)$ regroupe l'ensemble des éléments de la commande sans modèle et génère la commande u_{csm} . La fonction de transfert en boucle fermée de ce système s'écrit classiquement ainsi :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1 + C(s)G(s)e^{-\tau s}} \quad (2.37)$$

l'équation (2.37) peut se mettre sous la forme suivante :

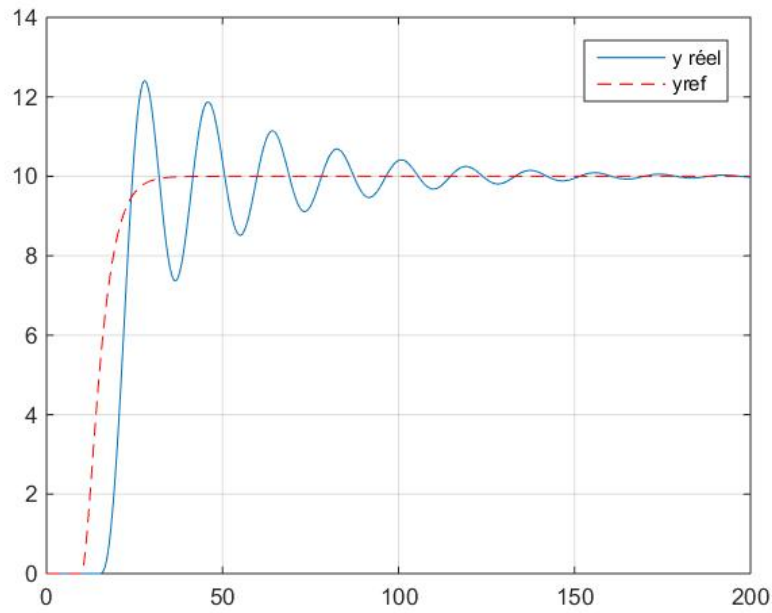
$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = F_{BF1}(s)e^{-\tau s} \quad (2.38)$$

avec $F_{BF1}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)e^{-\tau s}}$.

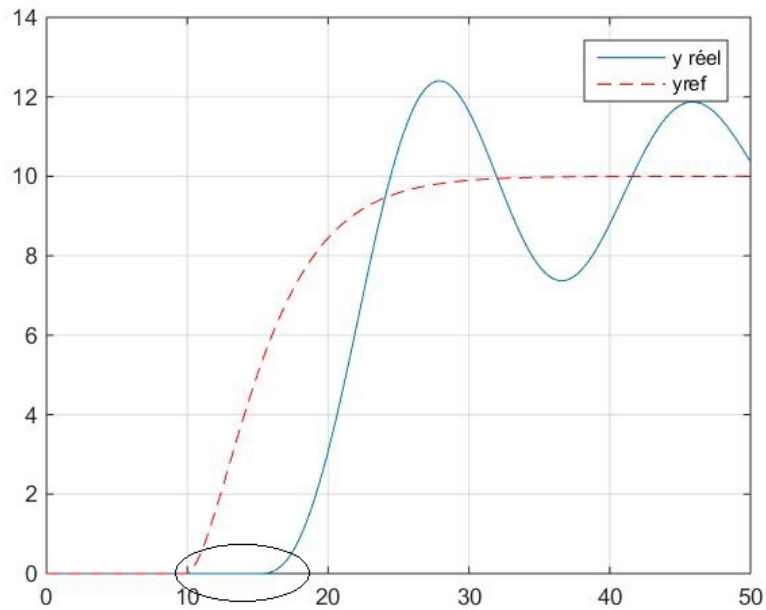
L'idée est la suivante : Nous remarquons que la sortie ne réagit qu'après un nombre de périodes d'échantillonnage T_e par rapport au signal de référence. Ainsi, si nous avançons le signal de référence dans le temps de ce même nombre d'échantillons dans la synthèse de la commande sans modèle, cette dernière réagira plus tôt tout comme la sortie temporelle associée. De fait, en affichant le signal de référence « réel » et la sortie associée au signal de référence « artificiel », cela nous permettra de diminuer l'erreur de poursuite de trajectoire et de synchroniser les deux signaux.

Pour se faire, considérons que le signal de référence utilisé dans la synthèse de la commande sans modèle est avancé de τ . τ étant le retard que nous avons identifié comme montré figure 2.18. Le signal de référence devient $Y_{ref}(s)e^{\tau s}$. Nous obtenons :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)e^{\tau s}} = \frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1 + C(s)G(s)e^{-\tau s}} \quad (2.39)$$



(a) Réponse temporelle pour $\tau = 50T_e$.



(b) Réponse temporelle pour $\tau = 50T_e$, zoom sur le début.

FIGURE 2.18 – Réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 50T_e$.

Ce qui donne :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)e^{-\tau s}} = F_{BF1}(s) \quad (2.40)$$

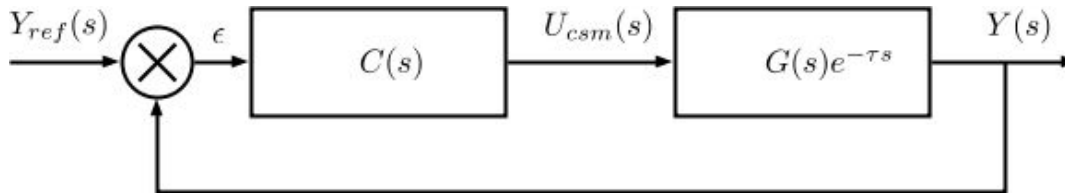


FIGURE 2.19 – Schéma bloc simplifié de la commande sans modèle.

La sortie avancée de τ dans le temps permet d'anticiper l'effet du retard et permet de plus une synchronisation meilleure au niveau de l'affichage des signaux. Le schéma figure 2.20 présente de manière synthétique l'idée de la démarche.

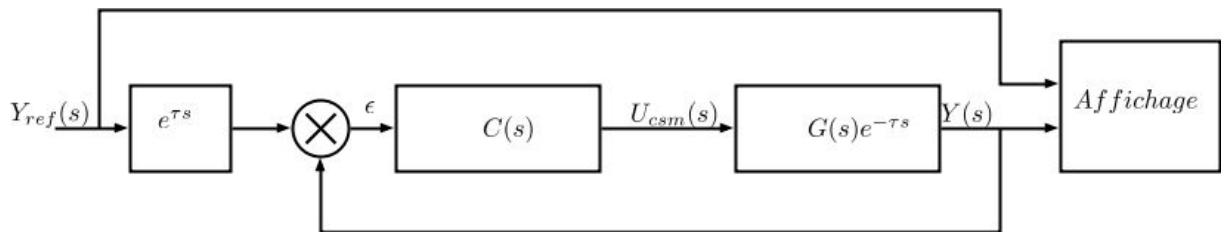


FIGURE 2.20 – Schéma bloc de la commande sans modèle ajustée.

Reprenons le cas de la figure 2.18 en appliquant l'approche proposée. Sur cette figure nous présentons la sortie obtenue « sans artifice » pour un retard de $\tau = 50T_e$ avec $T_e = 0.1s$. Nous observons bien que la sortie met environ $5s$ soit τ à réagir au changement de consigne. Ainsi, si nous voulons appliquer notre proposition, il nous faut avancer le signal de référence utilisé dans le bloc commande sans modèle de $50T_e$.

La figure 2.21 présente les résultats ainsi obtenus. Nous remarquons que la sortie n'est en rien changée, elle se retrouve juste décalée dans le temps et s'approche plus du signal de référence. Ainsi, l'erreur de poursuite se trouve nettement réduite. C'est donc un avantage non négligeable.

Voici donc une première étape qui permet de rendre plus performante la commande sans modèle.

Utilisons à présent la valeur identifiée du retard afin d'ajuster cette fois le modèle ultra-local. Tout ceci dans le but d'enrichir encore une fois la commande sans modèle.

Dans ce cas, le modèle ultra-local (1.15) deviendrait :

$$y^{(v)} = F(t) + \alpha u_{csm}(t - \tau) \quad (2.41)$$

Basons nous sur le modèle ultra-local sous forme de schéma bloc que l'on donne figure 2.22.

La fonction de transfert que l'on obtient est la suivante :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{\alpha K_p}{s + \alpha K_p} \quad (2.42)$$

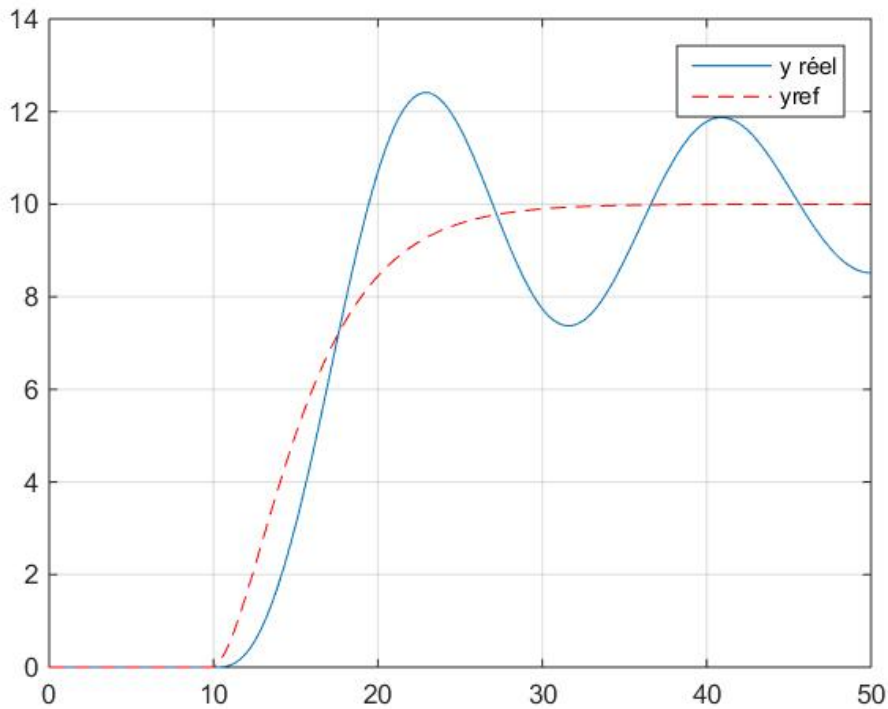


FIGURE 2.21 – Sortie temporelle obtenue en utilisant le signal de référence « artificiel ».

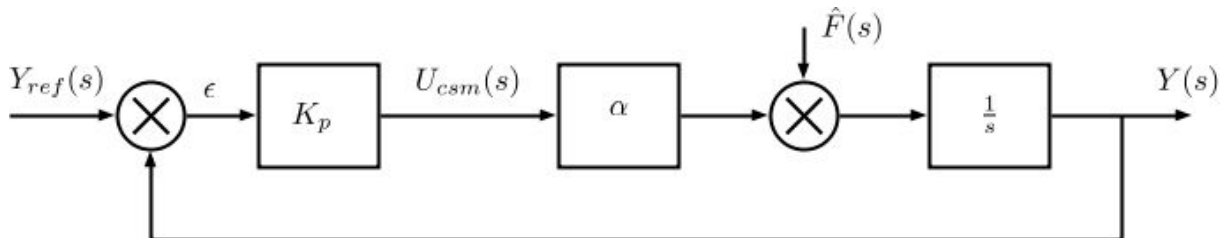


FIGURE 2.22 – Schéma bloc représentant le modèle ultra-local (1.15).

Supposons maintenant que nous ajoutons le retard τ au niveau de la commande comme montré en (2.41). De par les propriétés de l'exponentielle nous pouvons la retrouver au niveau du bloc α . Nous obtenons comme nouvelle fonction de transfert :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{\alpha K_p e^{-\tau s}}{s + \alpha K_p e^{-\tau s}} \quad (2.43)$$

On peut récrire cette équation sous la forme suivante :

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = F_{BF2}(s) e^{-\tau s} \quad (2.44)$$

avec $F_{BF2}(s) = \frac{\alpha K_p}{1 + \alpha K_p e^{-\tau s}}$. Nous nous ramenons ainsi à la forme (2.40). Cela va permettre de réduire le retard "réel" perçu par la commande et ainsi réduire les oscillations de la

sortie temporelle.

Voyons ce que cela implique pour l'estimation de $F(t)$. La fonction $F(t)$ est toujours approchée par une fonction constante par morceaux, que nous dénotons \hat{F} , sur l'intervalle $[t - T, t]$ avec T l'horizon d'estimation. Un simple changement de variable ramène cet intervalle à $[0, T]$ avec $\sigma \in [0, T]$, σ étant l'indéterminée.

Reprenons l'équation (2.41) avec $v = 1$ que nous passons dans le domaine de Laplace :

$$sY(s) - y(0) = \frac{\hat{F}}{s} + \alpha U_{csm}(s)e^{-\tau s} \quad (2.45)$$

De manière similaire au chapitre 1, nous dérivons par rapport à s afin d'éliminer le terme constant $y(0)$:

$$\frac{\hat{F}}{s^2} = -Y(s) - s \frac{dY(s)}{ds} + \alpha(-\tau e^{-\tau s} U_{csm}(s) + e^{-\tau s} \frac{dU_{csm}(s)}{ds}) \quad (2.46)$$

Nous appliquons maintenant la transformée de Laplace inverse sur l'intervalle $[0, T]$ en utilisant les règles définies au chapitre 1. Cela donne :

$$\sigma \hat{F} = -y(\sigma) + \left(\frac{d}{d\sigma} \sigma y(\sigma)\right) - \alpha(-\tau u_{csm}(\sigma - \tau) - (\sigma - \tau)u_{csm}(\sigma - \tau)) \quad (2.47)$$

Nous récrivons (2.47) :

$$\sigma \hat{F} = -y(\sigma) + \left(\frac{d}{d\sigma} \sigma y(\sigma)\right) + \alpha(-\sigma u_{csm}(\sigma - \tau)) \quad (2.48)$$

Enfin, nous évaluons (2.48) en T :

$$T \hat{F} = -y(T) + \left(\frac{d}{d\sigma} \sigma y(\sigma)\right)(T) - \alpha T u_{csm}(T - \tau) \quad (2.49)$$

Maintenant que nous avons cette nouvelle estimation de $\hat{F}(t)$, nous remarquons que le retard τ est pris en considération dans la synthèse de la commande sans modèle. Ceci n'intervient qu'à cet endroit. Voyons maintenant ce que cela donne en simulation. Nous reprenons le même système du second ordre et nous appliquons le changement dans l'estimation de $\hat{F}(t)$. Figure 2.23, nous présentons les résultats obtenus avec les mêmes paramètres $K_p = 0.02$, $\alpha = 10$ et $T_e = 0.1s$ pour un retard $\tau = 50T_e$.

Nous remarquons que les oscillations ont complètement disparu. En revanche, la réponse temporelle obtenue n'est pas du tout rapide. Cela s'explique par le fait qu'auparavant l'erreur était plus importante. De fait le produit eK_p , avec e l'erreur de poursuite, était important. Maintenant que cette erreur est réduite, pour une même valeur de K_p , le produit eK_p est nettement plus faible. Ceci explique donc la rapidité moyenne de la sortie.

Augmentons à présent le paramètre K_p afin d'augmenter la rapidité de la réponse temporelle du système. Ceci peut être réalisé avec différents essais. Figure 2.24, les résultats sont obtenus avec $K_p = 0.5$.

Nous remarquons qu'une fois le paramètre K_p réglé convenablement, la réponse temporelle est rapide et précise. Nous ne dénotons qu'un seul dépassement de faible amplitude

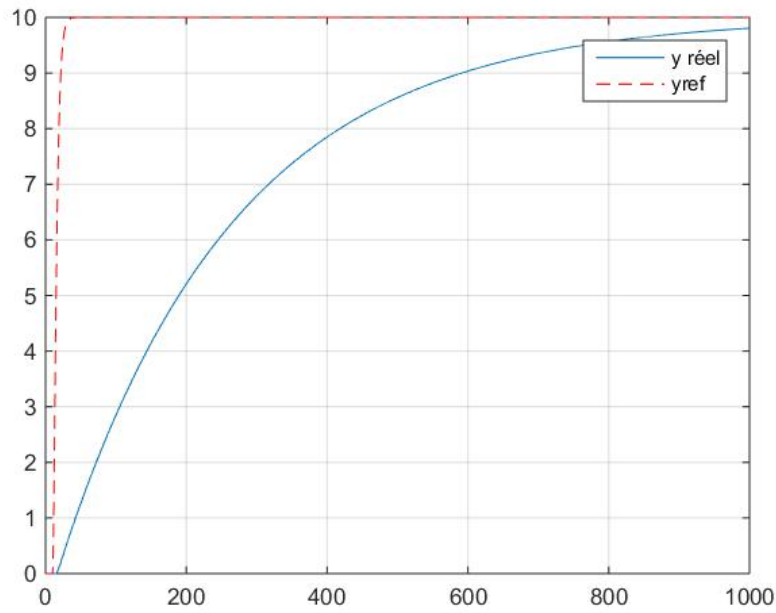


FIGURE 2.23 – Sortie temporelle obtenue en utilisant le retard dans la CSM avec $K_p = 0.02$.

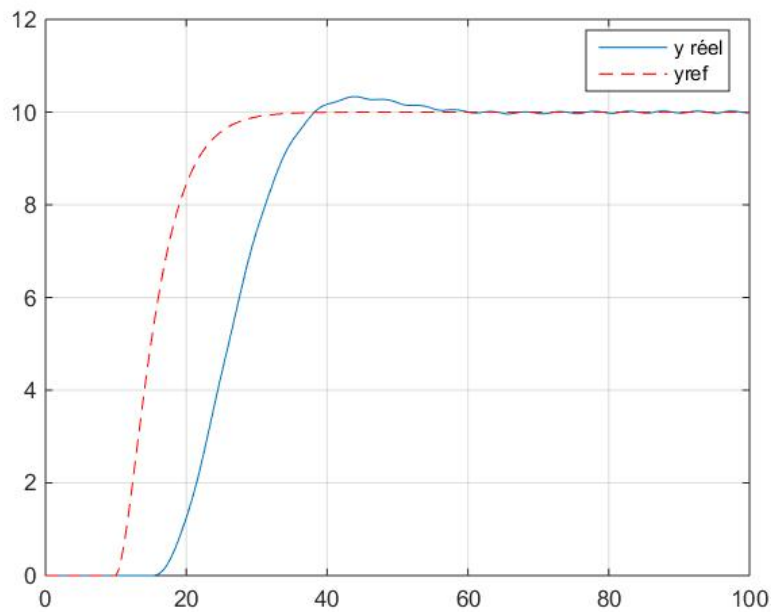


FIGURE 2.24 – Sortie temporelle obtenue en utilisant le retard dans la CSM avec $K_p = 0.5$.

tout à fait acceptable.

Pour conclure cette section, voyons ce que nous obtenons en "combinant" les deux amé-

liorations proposées ici. La figure 2.25b présente ainsi ce résultat. Figure 2.25, les résultats obtenus avec $K_p = 0.8$ et lorsque la valeur du retard est incluse dans le modèle ultra-local. Nous remarquons que le dépassement est légèrement plus important que figure 2.24. Ceci est normal car la valeur de K_p est un peu supérieur. Enfin, figure 2.25b nous combinons les deux améliorations proposées. Nous remarquons dans ce cas que par rapport à la figure 2.25a, les résultats sont nettement meilleurs que ce soit au niveau du nombre d'oscillations que de l'erreur de poursuite.

2.6 Conclusion

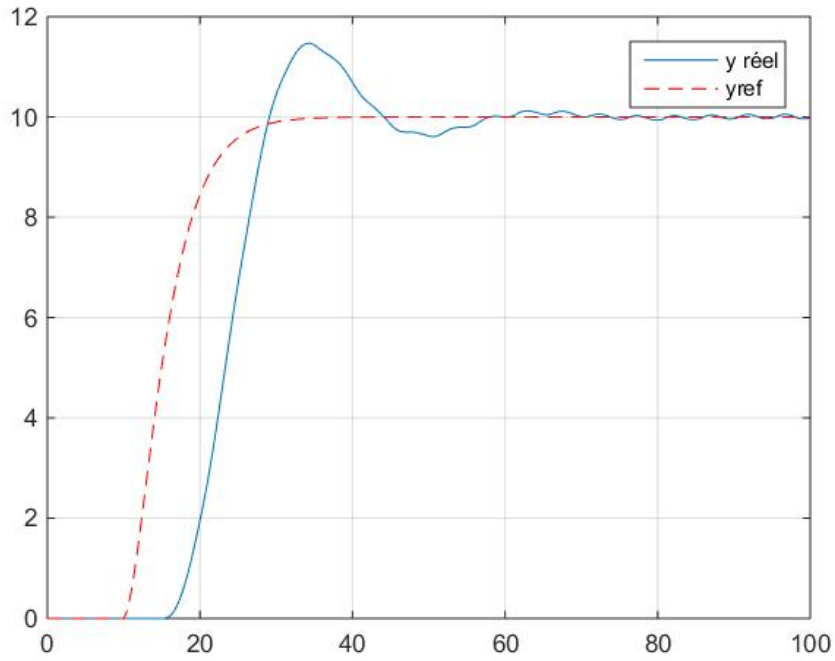
Dans ce chapitre nous avons appliqué la commande sans modèle aux systèmes retardés. Dans un premier temps, nous avons présenté une méthode d'analyse de stabilité pour les systèmes commandés par cette méthode. Notre attention s'est portée sur le paramètre α présent dans la synthèse de la commande sans modèle. Nous avons vu au travers d'une analyse fréquentielle toute l'importance de ce paramètre sur la stabilité des systèmes considérés. Une fois cette mise en lumière réalisée, nous avons divisé le problème du choix de ce paramètre en deux parties distinctes : un premier cas considère le modèle du système et son retard connus alors que le second traitement ne nécessite aucune connaissance sur le système considéré.

Dans le premier cas, une méthode permettant de choisir de manière optimale ce paramètre a été développée. Nous avons proposé une méthode qui permet de définir pour un cas précis, retard connu, la valeur optimale du paramètre α au regard de certaines performances, à savoir la qualité de poursuite de trajectoire ainsi que la précision et la rapidité. Différentes simulations et des calculs d'erreurs quadratiques moyennes appuient ces résultats.

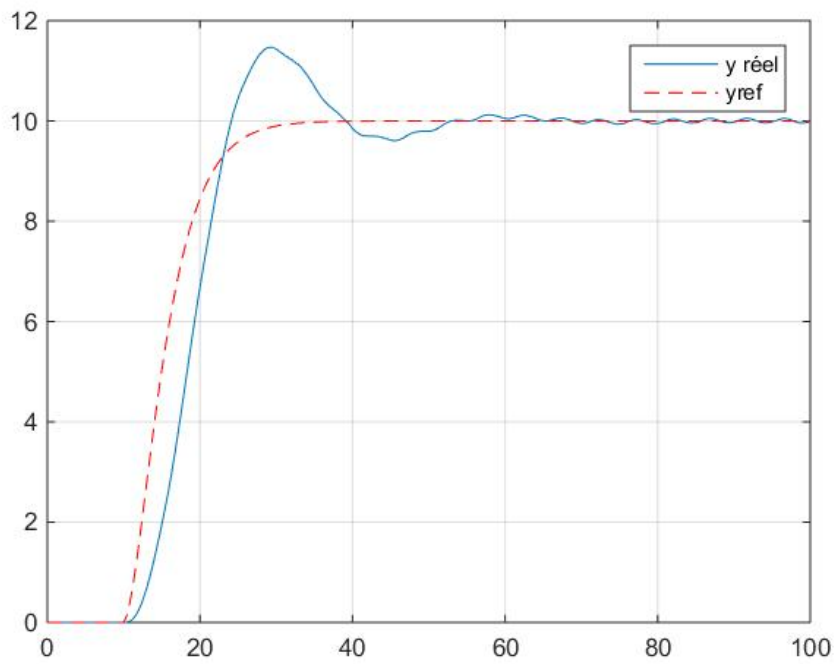
L'inconvénient principal de cette approche est que le modèle du système ainsi que le retard doivent être parfaitement connus pour pouvoir écrire les différentes fonctions de transfert nécessaires à l'analyse fréquentielle.

Afin de palier cet inconvénient majeur, la seconde méthode proposée dans ce chapitre présente une adaptation en ligne du paramètre α qui ne nécessite aucune connaissance que ce soit par rapport au modèle du système ou au retard. La seule hypothèse faite est que nous supposons le système stabilisable. Grâce à cette adaptation en ligne une approche cohérente avec l'idéologie « sans modèle » est proposée sans pour autant perdre en niveau de performances.

La commande sans modèle étant une méthode que nous pouvons qualifier d'adaptative, de par l'apprentissage de certains paramètres a posteriori du système contrôlé, comme par exemple le retard, nous pouvons l'enrichir afin d'améliorer ses performances. C'est ce que nous avons présenté dans l'avant dernière partie de ce chapitre.



(a) Réponse temporelle en utilisant le modèle ultra-local (2.41).



(b) Réponse temporelle en combinant les deux améliorations.

FIGURE 2.25 – Réponses temporelles de la sortie pour $\tau = 50T_e$ et $K_p = 0.8$.

Enfin, au vu du lien fait entre les systèmes retardés et les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles dans l'introduction générale, nous avons appliqué la commande sans modèle à un système décrit par des EDPs. Nous avons cherché en particulier à commander la température d'une plaque en différents points de celle-ci. Nous avons également observé que l'adaptation du paramètre α développée au cœur de ce chapitre permettait d'améliorer les performances ainsi que les possibilités lorsque nous cherchons à commander un système décrit par des EDPs.

Chapitre 3

Diagnostic et commande sans modèle tolérante aux défauts

Sommaire

3.1	Détection de défauts sans modèle	71
3.1.1	Défauts d'actionneur	77
3.1.2	Défaut système	84
3.1.3	Diagnostic appliqué aux systèmes retardés	87
3.2	Commande sans modèle tolérante aux défauts	93
3.2.1	Défaut système	93
3.2.2	Défaut d'actionneur	95
3.3	Conclusion	99

Dans cette troisième partie, nous allons nous intéresser au diagnostic des systèmes commandés par la commande sans modèle puis nous expliquerons les capacités de cette commande à être tolérante aux défauts.

Dans un premier temps, nous nous intéressons à la détection et la localisation de défauts. Nous présentons tout d'abord la méthode générale puis l'appliquons ensuite à un exemple d'illustration.

Dans l'ensemble de ce chapitre, nous considérerons le cas général des systèmes "multi-input/multi-output" (MIMO) car dans le cadre des systèmes "single-input/single-output" (SISO), la localisation des défauts est bien plus complexe voire impossible. En effet, généralement nous considérons que nous ne pouvons localiser autant de défaut que le système possède de sorties. Donc, si nous n'avons qu'une sortie, nous ne pouvons localiser qu'un défaut [CPZ96] [I05]. Ainsi, lorsque nous regardons la matrice de décision, qui sera définie et présentée plus loin dans ce chapitre, peu importe le défaut présent, nous aurons toujours la même signature. Nous ne pouvons donc déduire quel type de défaut est présent. Ainsi dans ce cadre, il faudrait être capable de différencier la dynamique propre à chaque résidu pour pouvoir l'associer à tel ou tel défaut et ainsi pouvoir réaliser une localisation correcte et efficace.

Jusqu'ici nous avons proposé deux types de commande dans le cadre de la commande sans modèle des systèmes à retard inconnu. L'une reposant sur la recherche du paramètre de synthèse optimal et l'autre cherchant à adapter la valeur de ce paramètre en temps réel. Pour chacune de ces deux approches, des paramètres sont estimés, à minima le paramètre $\hat{F}(t)$. C'est aussi sur cette idée que repose la méthode de diagnostic que nous allons présenter.

3.1 Détection de défauts sans modèle

Nous abordons dans cette partie la détection et la localisation de deux types de défaut : les défauts actionneur et les défauts système. Ces deux catégories de défauts ont été définies dans le chapitre introductif. Nous proposons ici une méthode de diagnostic sans modèle en continuité avec la commande sans modèle. En effet, les mêmes méthodes d'estimation paramétriques seront utilisées. De plus, nous nous appuyons ici encore sur le modèle ultra-local défini précédemment que nous allons transformer pour le diagnostic. Il existe dans la littérature des méthodes de diagnostic basées sur le concept « sans modèle » comme par exemple [ARNH16], l'avantage ici est que la méthode reste la même peu importe le type de défauts considéré.

Nous différencions la commande sans modèle du diagnostic sans modèle suivant le schéma de la figure 3.1.

Nous trouvons d'une part le bloc commande sans modèle, CSM, qui assure le suivi de trajectoire à l'aide du jeu de paramètres (α^* ou $\alpha(t)$, et K_p) déterminé à l'aide de l'une

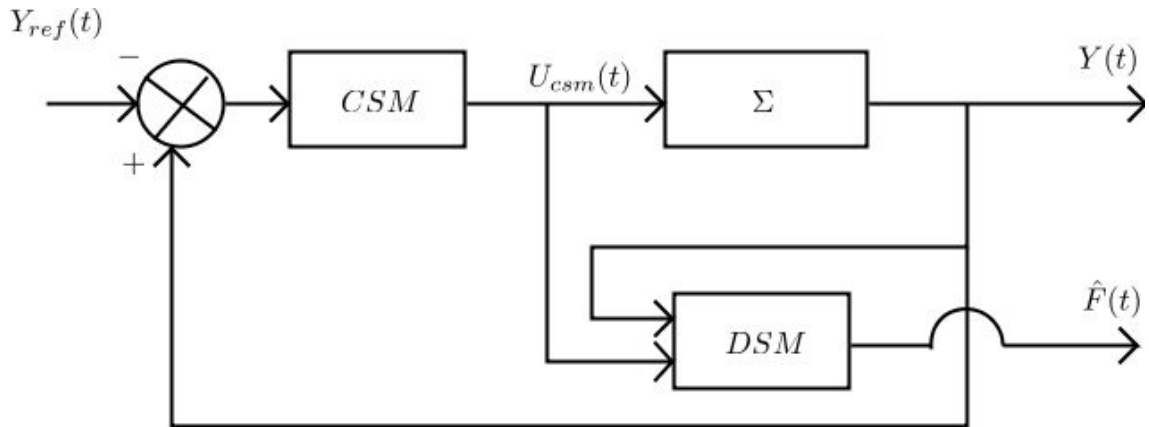


FIGURE 3.1 – Schéma de principe du diagnostic sans modèle.

des méthodes présentées dans le chapitre précédent.

D'autre part, nous trouvons le bloc de diagnostic sans modèle, DSM, qui a pour objectif d'assurer les opérations de détection et de localisation de défauts.

Chacun de ces deux modules repose sur les mêmes principes d'estimation de paramètres. Dans le bloc de commande, la démarche a été présentée précédemment. Concernant le diagnostic, nous allons présenter la démarche ci-après.

L'avantage principal de différencier ces deux modules est d'apporter beaucoup plus de latitudes pour le diagnostic. En effet, le choix des différents paramètres intervenant dans le module DSM n'influence en aucun cas le bloc CSM.

Dans un contexte MIMO pratique, par analogie avec (1.15), bien souvent le modèle "ultra-local" de la commande sans modèle devient pour un système de dimension n :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \vdots \\ \dot{y}_n(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \alpha_1^* & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & & & \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \alpha_n^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_n(t) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Au sein du module DSM, nous retrouvons l'estimation d'une nouvelle fonction \hat{F}_d . Elle constitue le signal sur lequel la méthode de diagnostic se fonde.

Par analogie avec (3.1), nous écrivons un nouveau modèle comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \vdots \\ \dot{y}_n(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{d1} \\ \vdots \\ F_{dn} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \alpha_{d11} & \cdots & \alpha_{d1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{dn1} & \cdots & \alpha_{dnn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ \vdots \\ u_n(t) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

La différence majeure se situe au niveau de la matrice des α et α_d qui dans un cas est diagonale (bloc CSM) et dans l'autre est pleine (bloc DSM). L'avantage d'avoir une matrice pleine en générale est de pouvoir jouer sur la sensibilité de \hat{F}_{di} aux signaux l'influençant. En pratique, nous verrons que l'on se ramène, dans notre cas, à une matrice diagonale. Néanmoins pour des systèmes plus complexes il se peut que la détection de défaut soit plus aisée avec cette matrice non diagonale.

Présentons à présent la méthode proposée. Nous la développons pour un terme quelconque F_{di} en commençant par écrire l'équation provenant de (3.2) où figure ce terme :

$$\dot{y}_i(t) = F_{di} + \alpha_{di1}u_1(t) + \dots + \alpha_{din}u_n(t) \quad (3.3)$$

En considérant que F_{di} est toujours approché par une fonction constante par morceaux \hat{F}_{di} sur l'intervalle $[0, T]$, avec T l'horizon d'estimation, nous exprimons (3.3) dans le domaine de Laplace. Nous obtenons alors :

$$sY_i(s) - y_i(0) = \frac{\hat{F}_{di}}{s} + \alpha_{di1}U_1(s) + \dots + \alpha_{din}U_n(s) \quad (3.4)$$

Toujours pour éliminer la condition initiale inconnue $y_i(0)$, nous dérivons par rapport à s . Cela donne :

$$\frac{\hat{F}_{di}}{s^2} = -Y_i(s) - s\frac{dY_i(s)}{ds} + \alpha_{di1}\frac{dU_1(s)}{ds} + \dots + \alpha_{din}\frac{dU_n(s)}{ds} \quad (3.5)$$

En utilisant les règles de transformation énoncées dans la deuxième section du premier chapitre, nous appliquons la transformée de Laplace inverse sur l'intervalle $[0, T]$ comme suit :

$$\sigma\hat{F}_{di} = -y_i(\sigma) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_i(\sigma)\right) - \alpha_{di1}\sigma u_1(\sigma) - \dots - \alpha_{din}\sigma u_n(\sigma) \quad (3.6)$$

avec $\sigma \in [0, T]$ l'indéterminée. Enfin, pour obtenir l'estimation $\hat{F}_{di}(t)$, nous évaluons (3.6) en T :

$$T\hat{F}_{di} = -y_i(T) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_i(\sigma)\right)(T) - \alpha_{di1}T u_1(T) - \dots - \alpha_{din}T u_n(T) \quad (3.7)$$

De manière similaire à la commande, l'estimation \hat{F}_{di} sera filtrée pour éviter les problèmes liés au bruit.

C'est l'estimation \hat{F}_d et son évolution temporelle qui joueront le rôle de signal indicateur avec l'objectif de générer un résidu visant la détection et la localisation de défauts.

En effet, nous allons observer plus tard que lorsqu'un défaut apparaît l'évolution de \hat{F}_d s'en trouve impactée.

L'évaluation des résidus sera ensuite assurée par détection de sauts de moyenne en utilisant l'algorithme CUSUM (« CUmulative SUM ») que nous présenterons par la suite.

Voyons maintenant comment générer ces signaux résiduels à partir des signaux indicateurs \hat{F}_{di} .

Génération des signaux résiduels

Nous remarquons dans un premier temps que les signaux indicateurs \hat{F}_{di} et de référence y_{ref} semblent corrélés, comme le montre la figure 3.2, et ce quelles que soient les valeurs de la matrice α_d à condition qu'il n'y ait pas de découplage. Ces résultats ont été obtenus sans défaut et avec la matrice α_d suivante : $\begin{pmatrix} 2.5 & 1 \\ 1 & 2.5 \end{pmatrix}$. Cette matrice est choisie arbitrairement, avec d'autres valeurs nous aurions des résultats similaires dans l'allure des courbes mais des amplitudes différentes. Ceci n'est pas un problème car la minimisation qui suit est propre à chaque cas de figure.

Dans le but de rendre insensible le signal résidu aux changements de référence, nous allons construire un nouveau signal résidu à l'aide de ces deux signaux.

Il semble que les signaux \hat{F}_{di} et y_{ref} soient identiques à une constante multiplicative près. Ceci est normal car nous nous servons du signal de sortie qui suit le signal de référence dans l'estimation de \hat{F}_{di} . Nous construisons alors le signal :

$$R(t) = y_{ref}(t) - \beta \hat{F}_{di} \quad (3.8)$$

avec R le résidu, y_{ref} le signal de référence, \hat{F}_{di} le signal indicateur et β le paramètre que nous cherchons. En traduisant mathématiquement l'objectif visé, nous cherchons alors à déterminer β^* tel que :

$$\beta^* = \text{Arg} \min_{\beta} \|y_{ref} - \beta \hat{F}_{di}\| \quad (3.9)$$

Ainsi, β^* permet de minimiser l'influence du signal de référence y_{ref} sur le signal indicateur \hat{F}_{di} . A chaque instant T , la minimisation sera à nouveau effectuée et une nouvelle valeur pour β^* sera déterminée.

Pour déterminer β^* , nous utilisons une méthode classique d'optimisation qui assure la minimisation au sens des moindres carrés et dont la solution s'écrit :

$$\beta^* = (\hat{F}_{di}^T \hat{F}_{di})^{-1} \hat{F}_{di}^T Y_{ref} \quad (3.10)$$

avec Y_{ref} le vecteur historisant toutes les valeurs prises par $y_{ref}(t)$. Nous verrons l'utilisation de ce signal résidu pour la détection et la localisation des défauts par la suite.

Dans le cas où les signaux considérés ne sont plus des échelons, mais des signaux plus

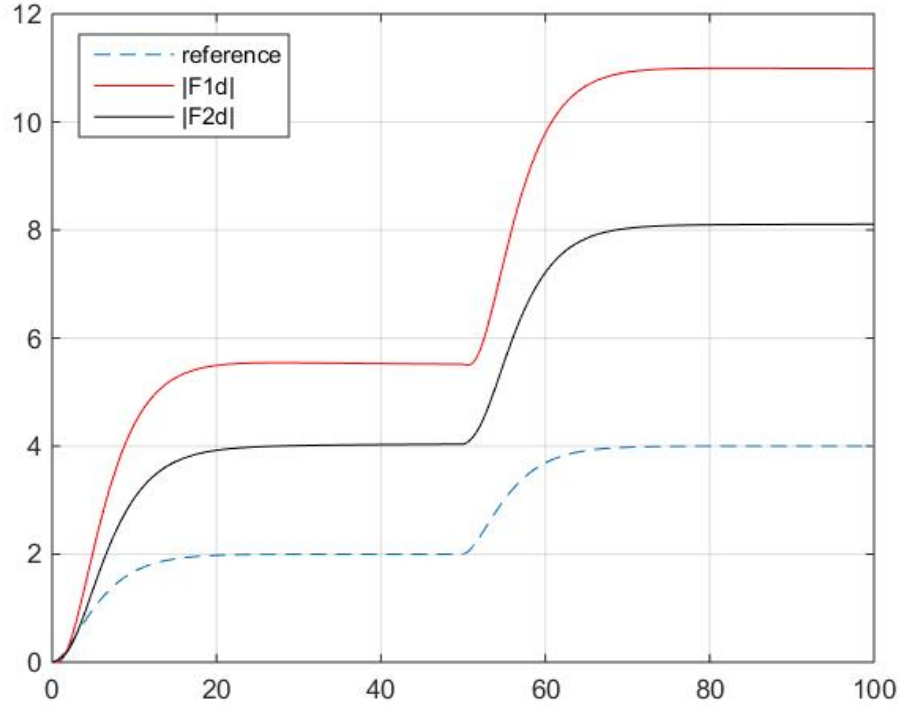


FIGURE 3.2 – Evolution des signaux indicateurs et de référence sans défaut.

complexes (sinusoïdes, trajectoires complexes, ...) nous proposons de faire évoluer la relation entre \hat{F}_{di} et y_{ref} .

Nous proposons donc d'approcher la corrélation de ces signaux par un filtre du premier ordre tel que :

$$\frac{\hat{F}_{di}(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{K}{1 + T_f s} \quad (3.11)$$

Ainsi, le nouveau résidu devient :

$$R_f(t) = \hat{F}_{di}(t) + T_f \dot{\hat{F}}_{di}(t) - K y_{ref}(t) \quad (3.12)$$

où l'on cherche à optimiser les paramètres K et T tels que :

$$(T_f^*, K^*) = \underset{T_f, K}{\text{Arg min}} \|\hat{F}_{di} + T_f \dot{\hat{F}}_{di} - K y_{ref}\| \quad (3.13)$$

Comme précédemment, nous obtenons les paramètres T^* et K^* via la méthode des moindres carrés. La formulation est la suivante :

$$\begin{pmatrix} T^* \\ K^* \end{pmatrix} = (X^T X)^{-1} X^T \hat{F}_{di} \quad (3.14)$$

$$\text{avec } X = \begin{pmatrix} \dot{\hat{F}}_{di}(1) & -y_{ref}(1) \\ \vdots & \vdots \\ \dot{\hat{F}}_{di}(n) & -y_{ref}(n) \end{pmatrix}.$$

n représente l'horizon temporel, $\dot{\hat{F}}_{di}$ les dérivées temporelles du signal $\hat{F}_{di}(t)$ et y_{ref} les valeurs du signal de référence.

Comme dit précédemment, suite à cette transformation, nous allons chercher à détecter des sauts de moyenne sur l'évolution des résidus. Nous considérons que ces sauts de moyenne traduisent la présence d'un défaut. En effet, comme nous le verrons par la suite, la commande sans modèle s'accommode de la présence d'un défaut via l'estimation des paramètres \hat{F}_d . De fait, si un défaut apparaît, les valeurs de \hat{F}_{di} impactées vont varier et par la même occasion celles des signaux résiduels aussi.

Nous allons présenter maintenant l'idée de l'algorithme CUSUM.

Algorithme CUSUM

Le test CUSUM [BK93] est l'un des tests les plus utilisés pour la détection de changement de modèle dans des processus stochastiques, comme ceux rencontrés en surveillance de procédés industriels, mais nous le retrouvons aussi dans d'autres domaines tels que l'informatique par exemple [PLR04] ou encore les télécommunications [SP04]. Le choix du seuil d'un tel test a une grande importance et il est généralement pris constant tout au long du processus considéré. Certaines méthodes proposent des seuils dits adaptatifs, c'est-à-dire que la valeur du seuil évolue au cours du temps. Ici nous considérerons les seuils constants car nos signaux résiduels ne changent pas d'amplitude lorsque le système est en fonctionnement sans défauts.

L'algorithme CUSUM se base sur des calculs de somme du signal résiduel sur une fenêtre glissante. Voici les différentes étapes de cet algorithme :

- Calcul de la moyenne des valeurs prises par les premiers points pour initialiser la valeur de référence m_0 ,
- Initialisation $CUSUM(1) = R(1) - m_0$, avec $R(1)$ la première valeur du signal résiduel, nous remplaçons R par R_f en fonction du signal résiduel utilisé,
- Calcul de la moyenne $m(i)$ sur une fenêtre glissante $[t - h, t]$, avec h l'horizon de la fenêtre glissante,
- Calcul de la somme $CUSUM(i) = CUSUM(i - 1) + R(i) - m(i)$, avec i l'indice de l'échantillon courant, donc généralement $i = t$.

L'horizon de la fenêtre glissante h est un paramètre à définir en fonction des performances de détection que l'on souhaite obtenir. En effet, si nous voulons mettre en œuvre une détection qui soit rapide, il faut que l'horizon de la fenêtre glissante soit petit. En revanche, l'inconvénient dans ce cas est que cet algorithme de détection génère des fausses alarmes.

Enfin, il reste à définir les seuils de détection qui vont permettre de détecter l'occurrence d'un défaut. Ceci peut-être réalisé au moyen d'essais sans défaut afin d'évaluer les valeurs prises par la somme cumulée.

Maintenant que nous avons présenté la démarche de diagnostic sans modèle, nous allons l'appliquer aux cas particuliers des défauts actionneur et système.

3.1.1 Défauts d'actionneur

Nous abordons dans cette partie le cas des défauts d'actionneur. Nous allons évaluer l'effet que peut avoir un tel défaut sur l'estimation \hat{F}_{di} puis nous appliquerons la méthode qui vient d'être présentée.

Considérons un modèle MIMO, de dimension (2×2) , suivant une représentation entrées/sorties classique :

$$\dot{y}(t) = Ay(t) + Bu(t) \quad (3.15)$$

A et B étant supposées pleines. Nous réduisons ici la dimension du système afin que les équations ne soient pas trop lourdes et qu'elles soient lisibles. Néanmoins, cette méthode peut facilement être généralisée et appliquée à des systèmes de dimension supérieure.

Considérons à présent le modèle "ultra-local" de la commande dans un contexte MIMO pour un système de dimension 2 :

$$\dot{y}_1(t) = F_1(t) + \alpha_1^* u_1(t) \quad (3.16)$$

$$\dot{y}_2(t) = F_2(t) + \alpha_2^* u_2(t) \quad (3.17)$$

Avec ce modèle, nous considérons que u_1 (respectivement u_2) agit de manière privilégiée sur y_1 (respectivement y_2). Ceci n'impose/nécessite pas un découplage exact au sens classique du terme et constitue l'un des nombreux avantages de la commande sans modèle. En effet, le système est ainsi découplé « naturellement ».

Pour un système de dimension 2, conformément à (3.2), nous obtenons :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{F}_{d1}(t) \\ \hat{F}_{d2}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \alpha_{d11} & \alpha_{d12} \\ \alpha_{d21} & \alpha_{d22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Contrairement au cas de la commande où le découplage constitue un avantage majeur, en diagnostic, les redondances sont issues des couplages. Ainsi la matrice α_d du bloc de diagnostic est, cette fois, pleine et non diagonale.

De par (3.7), dans le cadre de notre système de dimension 2, nous obtenons ces nouvelles estimations \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} :

$$T\hat{F}_{d1} = -y_1(T) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_1(\sigma)\right)(T) - T(\alpha_{d11}u_1(T) + \alpha_{d12}u_2(T)) \quad (3.19)$$

$$T\hat{F}_{d2} = -y_2(T) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_2(\sigma)\right)(T) - T(\alpha_{d21}u_1(T) + \alpha_{d22}u_2(T)) \quad (3.20)$$

En observant (3.19) et (3.20), nous remarquons qu'un défaut actionneur par exemple sur u_1 , impactera \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} . Néanmoins, en agissant sur les paramètres de la matrice α_d , leur sensibilité à chaque défaut change. En effet, si l'on augmente sensiblement le paramètre α_{d11} par rapport aux paramètres α_{d12} et α_{d21} , un défaut sur u_1 influencera de manière prépondérante \hat{F}_{d1} . Cette réflexion peut être reconduite pour \hat{F}_{d2} et u_2 .

Ainsi, nous pouvons agir sur la sensibilité de chaque résidu pour détecter et localiser le défaut que l'on souhaite tout en assurant par ailleurs un bon suivi de trajectoire.

Illustration

Afin d'illustrer cette approche de détection de défaut actionneur, considérons l'exemple concret suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -3 & 1 \\ 2 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4.5 & 3.1 \\ 3.2 & 4.3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

La matrice B étant pleine, c'est un système couplé, c'est-à-dire que u_1 et u_2 agissent sur les deux sorties à la fois.

Considérons un défaut sur l'entrée de commande u_1 qui simule, par exemple, une perte de puissance et qui s'écrit :

$$u_{1def}(t) = u_1(t)\delta u \quad (3.22)$$

où u_{1def} est l'entrée de commande en présence d'un défaut et $0 < \delta u < 1$ l'amplitude du défaut. Ici, $u_{1def} = 0.75u_1$, ce qui représente une perte de puissance de 25%, ce défaut survient à $t = 35s$.

Imaginons que nous voulons que l'effet de ce défaut ne soit visible que sur \hat{F}_{d1} . Dans ce cas, et contrairement à (3.18), il faut que la contribution de u_1 soit prédominante sur \hat{F}_{d1} . Nous définissons la matrice α_{d1} comme suit :

$$\alpha_{d1} = \begin{pmatrix} 5 & 0 \\ 0 & 5 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

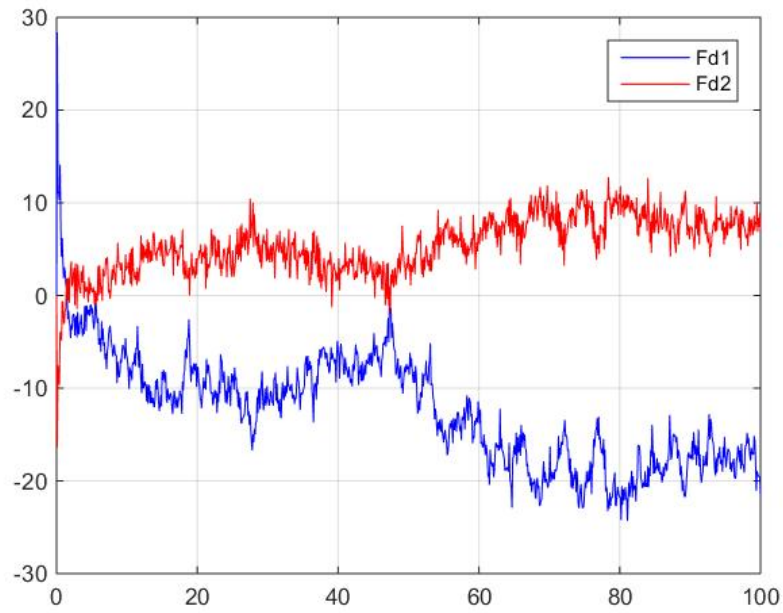
De cette manière nous obtenons à partir de (3.19) et (3.20) :

$$T\hat{F}_{d1} = -y_1(T) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_1(\sigma)\right)(T) - 5Tu_1(T) \quad (3.24)$$

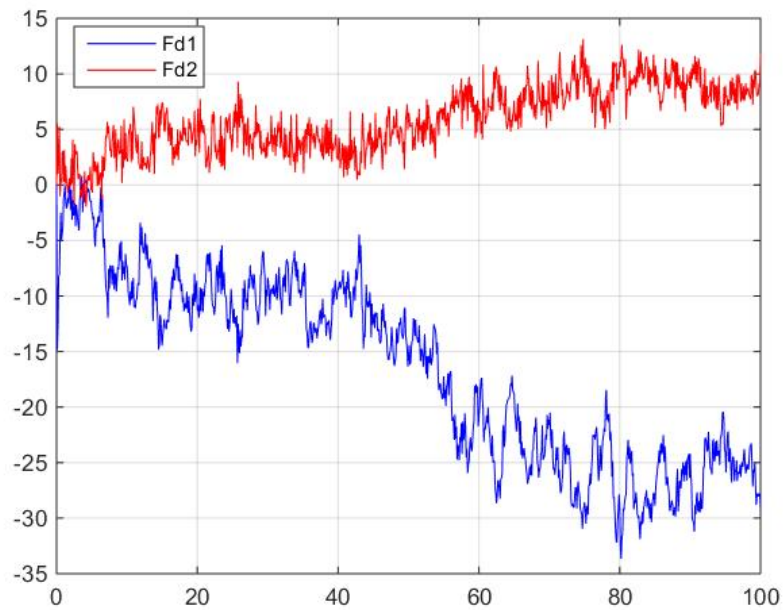
$$T\hat{F}_{d2} = -y_2(T) + \left(\frac{d}{d\sigma}\sigma y_2(\sigma)\right)(T) - 3Tu_2(T) \quad (3.25)$$

Ainsi, l'influence de u_2 n'apparaît plus sur \hat{F}_{d1} , de même que l'effet de u_1 sur \hat{F}_{d2} est aussi supprimé.

Concernant le bloc de CSM, nous avons réglé les paramètres $\alpha_1^* = \alpha_2^* = 10$ et $K_{p1} = K_{p2} = 1$ qui assurent un suivi de trajectoire correct.



(a) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} sans défaut.



(b) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} avec un défaut actionneur sur u_1 en utilisant la matrice α_{d1} .

FIGURE 3.3 – Cas d'un défaut actionneur sur u_1 .

Toutes les simulations suivantes ont été réalisées avec un bruit blanc Gaussien.

Sur la figure 3.3a, nous observons les évolutions de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} lorsqu'il n'y a aucun défaut. Nous notons que chacune des deux valeurs converge vers une valeur constante :

- $\hat{F}_{d1}(\infty) \approx -18$
- $\hat{F}_{d2}(\infty) \approx 9$

$\hat{F}_{d1}(\infty)$ (respectivement $\hat{F}_{d2}(\infty)$) représente dans l'ensemble de ce manuscrit la moyenne des 20 dernières valeurs prises par \hat{F}_{d1} (respectivement \hat{F}_{d2}). Le fait que les deux valeurs des paramètres convergent vers une valeur constante est normal au vu de l'équation (3.18) et des estimations (3.24) et (3.25). Notons qu'il y a un changement de consigne à $t = 50s$. Les signaux d'entrée et de sortie sont présentés figure 3.4. Lorsqu'il n'y a pas de défaut rien n'est à signaler, les sorties suivent parfaitement la trajectoire de référence.

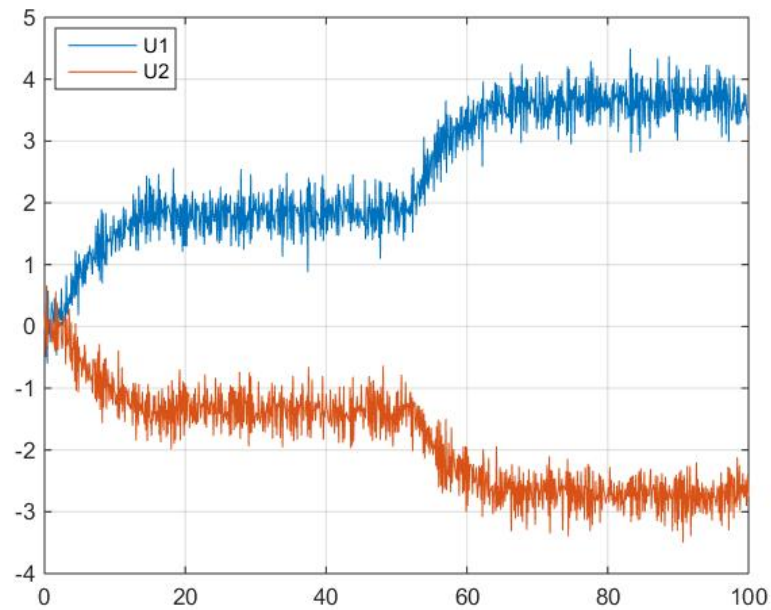
Sur la figure 3.3b, nous considérons à présent un défaut actionneur sur u_1 et nous observons les évolutions des signaux $\hat{F}_{d1}(t)$ et $\hat{F}_{d2}(t)$ en sortie du bloc de diagnostic sans modèle. Nous remarquons que le signal $\hat{F}_{d2}(t)$ n'est que très peu perturbée, si ce n'est au moment de l'occurrence du défaut, ceci étant dû au couplage global du système, et qu'elle converge toujours vers la même valeur $\hat{F}_{d2}(\infty) \approx 9$. En revanche, le signal $\hat{F}_{d1}(t)$ change de régime permanent lorsque le défaut apparaît, il ne converge plus vers la même valeur. En effet, nous avons $\hat{F}_{d1}(\infty) \approx -27$. Malgré tout, à cause du bruit tout ceci n'est pas flagrant.

Considérons le résidu R défini plus tôt (3.8). La figure 3.5a montre l'évolution des signaux indicateurs \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} tandis que la figure 3.5b montre l'évolution des résidus R_1 et R_2 . Nous remarquons que lorsque le défaut apparaît, ici à $t = 35s$, le résidu associé à \hat{F}_{d1} se met à croître jusqu'à dépasser le seuil de détection. A l'inverse, le seuil associé à \hat{F}_{d2} n'est jamais franchi. Nous remarquons d'ailleurs qu'il est bien insensible au changement de référence ayant lieu à $t = 50s$, comme désiré lors de la construction du signal résiduel.

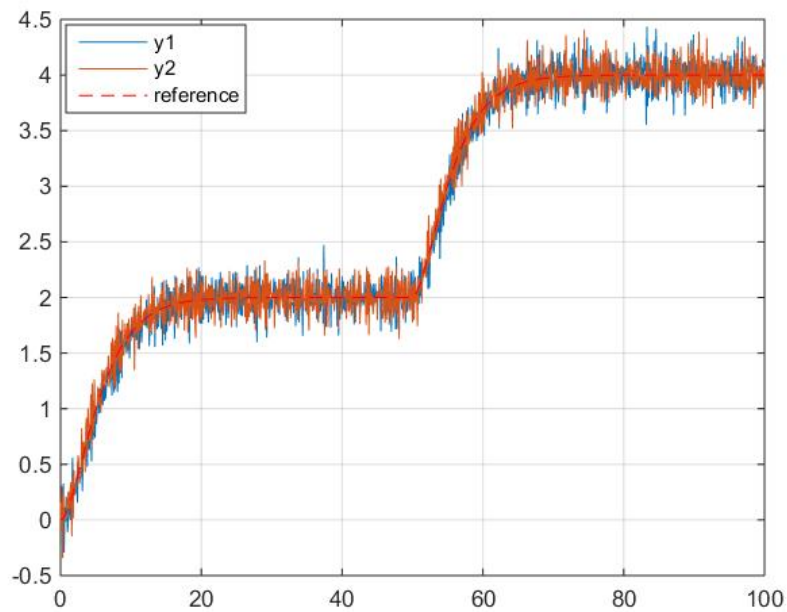
Sur les figures 3.5c et 3.5d, nous simulons cette fois un défaut d'actionneur sur u_2 en $t = 65s$. Les mêmes remarques que précédemment s'appliquent à \hat{F}_{d2} et R_2 . Nous remarquons tout de même que la valeur du seuil de détection n'est plus la même, cela dépend des différentes résolutions avec un bruit blanc Gaussien. En effet, ce bruit étant aléatoire, ses valeurs diffèrent d'une simulation à une autre. Il faut donc bien veiller à la définition de ce seuil en faisant plusieurs essais au préalable et faire attention aux fausses alarmes qui pourraient survenir. Pour palier à ceci, nous pouvons par exemple regarder pendant combien de temps le seuil est dépassé et ainsi décider en conséquences.

Nous avons donc observé que la méthode proposée dans le cadre d'un défaut actionneur fonctionne parfaitement. Nous parvenons sans problème à détecter et localiser un tel défaut à condition d'avoir choisi judicieusement la matrice α_d . Néanmoins, les valeurs prises par les signaux résidu ne sont pas importantes. De fait le réglage du seuil de détection n'est pas aisé et nous n'avons pas beaucoup de libertés pour le régler.

Voyons maintenant ce que nous obtenons dans le cadre d'un défaut d'actionneur sur u_1 et sur u_2 mais avec les résidus R_{f1} et R_{f2} (équation (3.12)). Le défaut sur u_1 intervenant à $t = 35s$ et celui sur u_2 à $t = 65s$. Ces défauts ne sont pas simultanés, le défaut sur u_1



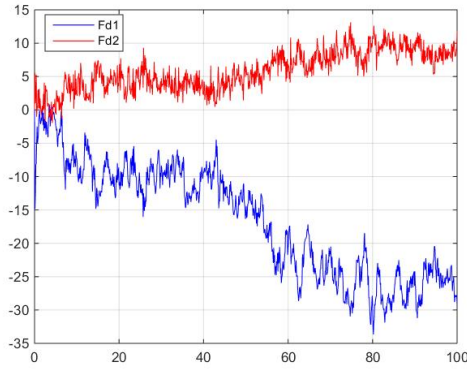
(a) Evolution des signaux d'entrée sans défaut.



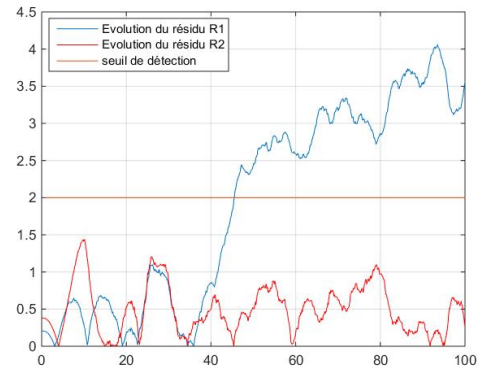
(b) Evolution des signaux de sortie sans défaut.

FIGURE 3.4 – Evolutions des signaux d'entrée et sortie sans défaut.

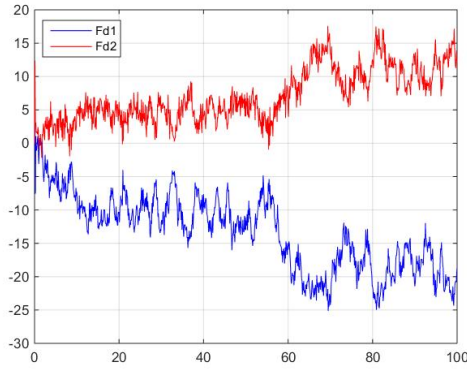
est présent sur une première simulation tandis que celui sur u_2 apparait sur une seconde simulation.



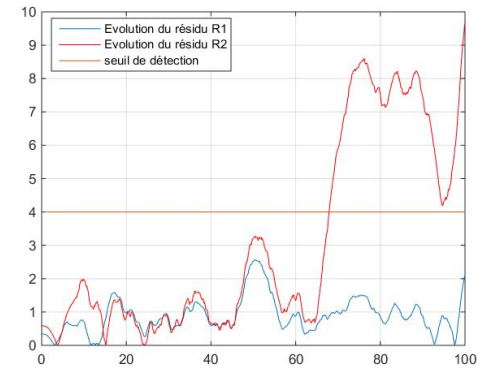
(a) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} pour un défaut actionneur sur u_1 .



(b) Evolution de R_1 et R_2 pour un défaut actionneur sur u_1 .



(c) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} pour un défaut actionneur sur u_2 .

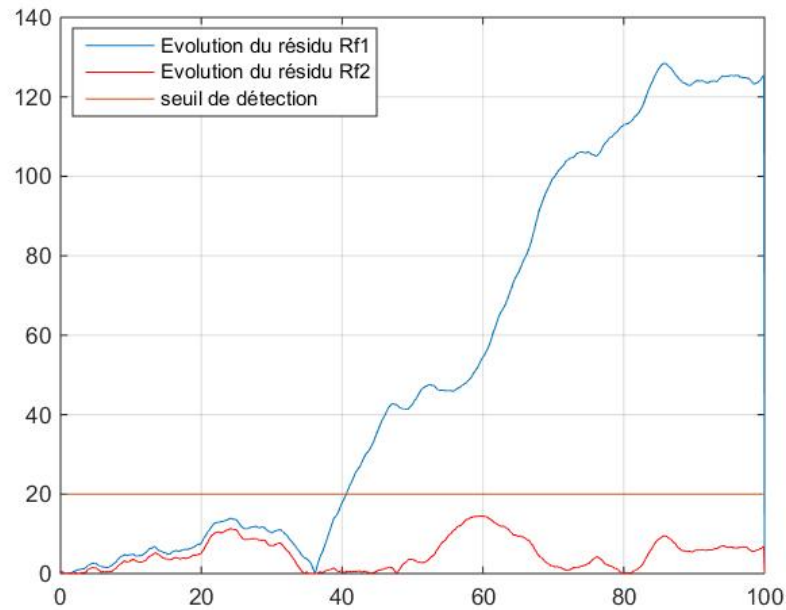


(d) Evolution de R_1 et R_2 pour un défaut actionneur sur u_2 .

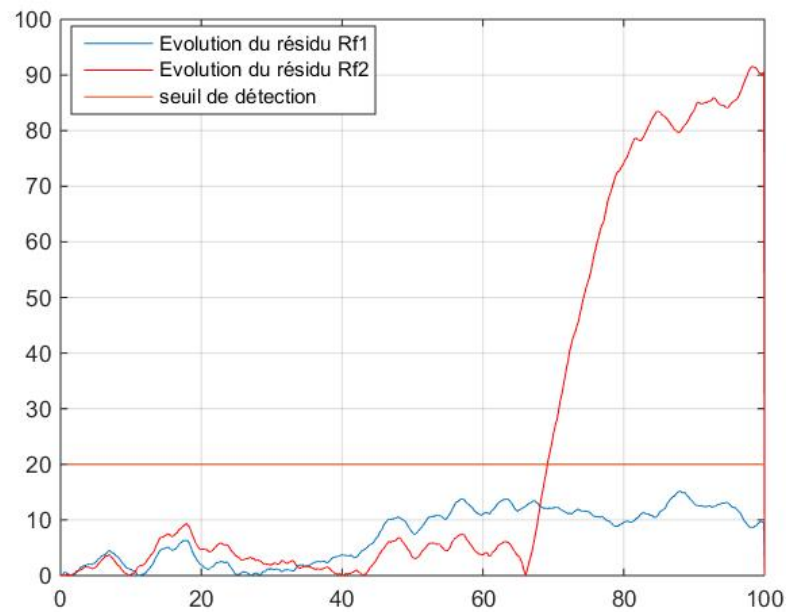
FIGURE 3.5 – Cas d'un défaut d'actionneur sur u_1 ou u_2 .

La figure 3.6a présente le cas du défaut sur u_1 tandis que la figure 3.6b le cas du défaut sur u_2 . La principale observation que nous pouvons faire est qu'avec ces autres résidus R_f , la détection et la localisation du défaut sont toujours parfaitement effectuées. Nous notons une augmentation dans les valeurs des seuils et des résidus, ceci étant encore une fois dû principalement aux différentes réalisations en présence de bruit et surtout au critère choisi. Ainsi, grâce à l'amplitude augmentée prise par les résidus, nous pouvons définir un seuil commun pour toutes les opérations de diagnostic. Ce dernier, s'il est défini suffisamment haut, ne variera plus pour chaque réalisation et ce quel que soit le bruit. La détection et la localisation est parfaitement assurée. Néanmoins, il faut être vigilant afin de ne pas définir ce seuil trop haut au risque de voir apparaître des « non-détection ». Ce risque est tout de même minime au vu des valeurs prises par les résidus lorsqu'un défaut survient.

Ainsi, au vu de cet avantage non négligeable, nous privilégions l'utilisation de ce second résidu R_f pour effectuer les opérations de détection et de localisation des défauts d'actionneur. Néanmoins, le premier résidu R peut toutefois convenir dans un cadre avec



(a) Evolution des résidus R_f pour un défaut sur u_1 .



(b) Evolution des résidus R_f pour un défaut sur u_2 .

FIGURE 3.6 – Evolutions des résidus R_f .

un très faible bruit, ou si nous pouvons calibrer le seuil correctement (par exemple en connaissant la valeur des signaux résidu sans défaut).

Nous pouvons maintenant établir une première matrice de décision concernant les défauts d'actionneur. Lorsqu'un défaut est présent sur l'entrée de commande u_1 , alors seul le résidu R_1 ou R_{f1} associé au signal indicateur \hat{F}_{d1} franchit le seuil de détection, ce qui n'est pas le cas pour R_2 ou R_{f2} . Et inversement pour un défaut sur l'entrée de commande u_2 .

Ceci se résume avec la matrice de décision de la figure 3.7.

	résidu 1	résidu 2
défaut sur u_1	1	0
défaut sur u_2	0	1

FIGURE 3.7 – Matrice de décision dans le cas d'un défaut actionneur.

Nous avons donc présenté dans cette première partie l'effet d'un défaut d'actionneur sur l'estimation des signaux $\hat{F}_{1d}(t)$ et $\hat{F}_{2d}(t)$. De plus, via la matrice α_d nous pouvons agir sur la sensibilité aux défauts de chacun des signaux $\hat{F}_{1d}(t)$ et $\hat{F}_{2d}(t)$.

Nous allons maintenant nous intéresser au cas des défauts système et évaluer si l'approche proposée reste applicable.

3.1.2 Défaut système

Nous considérons l'apparition d'un défaut système. Par exemple l'apparition soudaine de frottements sur le système qui implique un changement de dynamique. Ceci se traduit comme un changement de la matrice A de l'équation (3.26).

Reprenons le cas d'un système de dimension 2 sous sa représentation entrées/sorties :

$$\dot{y}(t) = Ay(t) + Bu(t) \quad (3.26)$$

avec le bloc DSM :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{F}_{d1}(t) \\ \hat{F}_{d2}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \alpha_{d11} & \alpha_{d12} \\ \alpha_{d21} & \alpha_{d22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

Dans un premier temps nous montrons l'effet d'un défaut système sur les différentes équations. Nous exprimons \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} à partir de (3.26) et (3.27) :

$$\hat{F}_{d1}(t) = a_{11}y_1(t) + a_{12}y_2(t) + (b_{11} - \alpha_{d11})u_1(t) + (b_{12} - \alpha_{d12})u_2(t) \quad (3.28)$$

$$\hat{F}_{d2}(t) = a_{21}y_1(t) + a_{22}y_2(t) + (b_{21} - \alpha_{d21})u_1(t) + (b_{22} - \alpha_{d22})u_2(t) \quad (3.29)$$

ce qui peut s'écrire sous forme matricielle comme suit :

$$\hat{F}_d(t) = Ay(t) + (B - \alpha_d)u(t) \quad (3.30)$$

Pour mettre en évidence l'effet d'un défaut système, nous commençons par dériver (3.30) :

$$\dot{\hat{F}}_d(t) = A\dot{y}(t) + (B - \alpha_d)\dot{u}(t) \quad (3.31)$$

ce qui donne :

$$\dot{\hat{F}}_d(t) = A^2y(t) + ABu(t) + (B - \alpha_d)\dot{u}(t) \quad (3.32)$$

De (3.32) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{F}}_{d1}(t) = & (a_{11}^2 + a_{21}a_{12})y_1(t) + (a_{11}a_{12} + a_{12}a_{22})y_2(t) + (a_{11}b_{11} + a_{12}b_{21})u_1(t) \\ & + (a_{11}b_{12} + a_{12}b_{22})u_2(t) + (b_{11} - \alpha_{d11})\dot{u}_1(t) + (b_{12} - \alpha_{d12})\dot{u}_2(t) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Et :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{F}}_{d2}(t) = & (a_{11}a_{21} + a_{21}a_{22})y_1(t) + (a_{21}a_{12} + a_{22}^2)y_2(t) + (a_{21}b_{11} + a_{22}b_{21})u_1(t) \\ & + (a_{21}b_{12} + a_{22}b_{22})u_2(t) + (b_{21} - \alpha_{d21})\dot{u}_1(t) + (b_{22} - \alpha_{d22})\dot{u}_2(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ainsi, grâce aux équations (3.37) et (3.38), nous observons qu'un défaut système apparaissant sur un des termes $a_{(i,j)}$, avec $i, j \leq 2$, affecte les dérivées temporelles de $\hat{F}_{d1}(t)$ et $\hat{F}_{d2}(t)$. Ici, l'influence de la matrice α_d est moindre car nous voyons que ces termes n'affectent pas les termes de la matrice A (les termes $a_{i,j}$ dans les équations (3.33) et (3.34)). Dans ce cas nous ne pouvons donc pas agir sur la sensibilité au défaut des signaux $\hat{F}_d(t)$.

Illustration

Nous allons maintenant regarder l'effet d'un défaut système sur un exemple concret. Nous reprenons le système (3.21), à savoir :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -3 + \delta a & 1 \\ 2 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4.5 & 3.1 \\ 3.2 & 4.3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

où le paramètre δa représente un défaut système. Ainsi, lorsqu'il n'y a pas de défaut, $\delta a = 0$ et lorsqu'il y a occurrence d'un défaut $\delta a \neq 0$ et ici $\delta a = 1$.

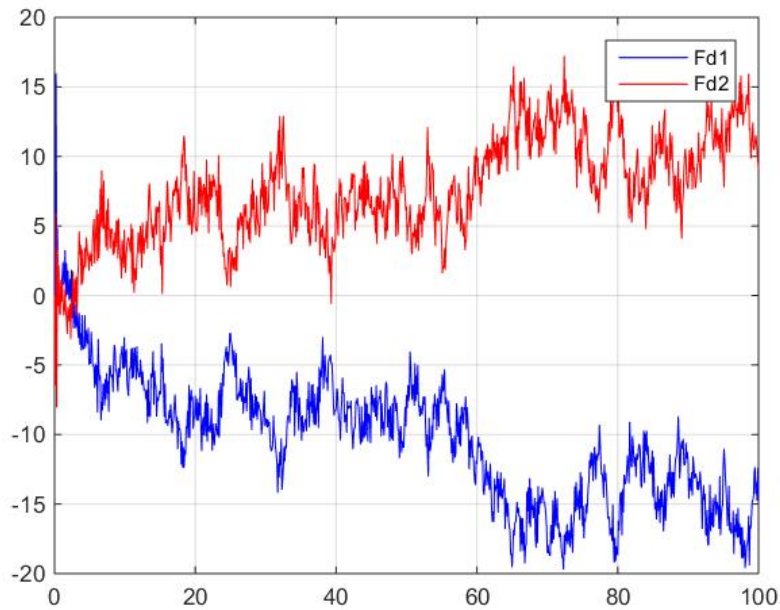
Les résultats présentés figure 3.8a montrent l'évolution des signaux $\hat{F}_{d1}(t)$ et $\hat{F}_{d2}(t)$ lorsqu'il n'y a pas de défaut système. Nous avons dans ce cas :

- $\hat{F}_{d1}(\infty) \approx -15$
- $\hat{F}_{d2}(\infty) \approx 12$

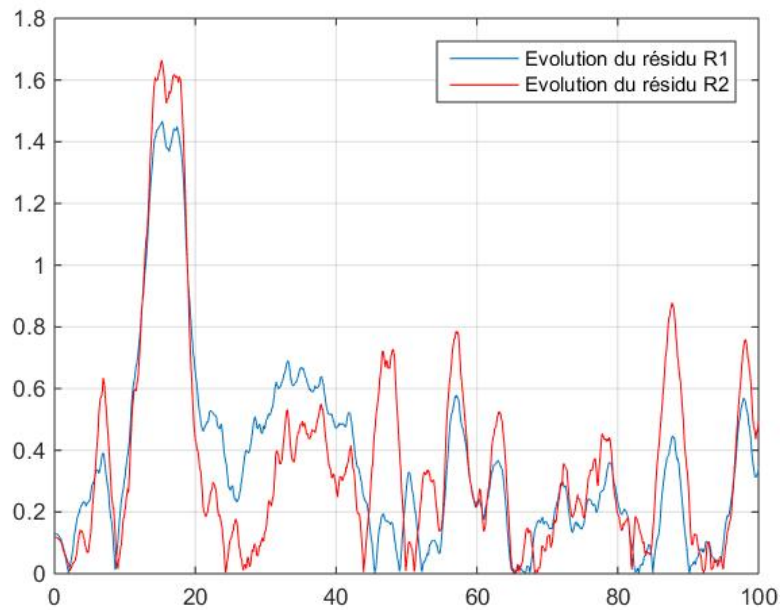
$\hat{F}_{d1}(\infty)$ (respectivement $\hat{F}_{d2}(\infty)$) représentent toujours la moyenne des 20 dernières valeurs de \hat{F}_{d1} (respectivement \hat{F}_{d2}).

Ces évolutions diffèrent de la figure 3.3a car ici nous avons utilisé la matrice α_d définie par :

$$\alpha_d = \begin{pmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{pmatrix} \quad (3.36)$$



(a) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} sans défaut.



(b) Evolution des résidus R sans défaut.

FIGURE 3.8 – Cas sans défaut avec α_{d2} .

Peu importe finalement les valeurs de cette matrice, d'autres définitions donneraient des résultats similaires. En effet, comme nous l'avons vu pour les défauts actionneur et au vu des équations (3.37) et (3.38), seules les amplitudes des signaux \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} changeraient.

Figure 3.8b, nous observons les évolutions des résidus R_1 et R_2 lorsqu'il n'y a pas de défaut. Nous observons que ces valeurs restent basses, autour de 1, excepté pour un pic, ceci étant dû au bruit. Nous allons maintenant voir ce qu'il se passe lorsqu'un défaut système survient.

Dans ce cas, nous avons :

$$\delta a = \begin{cases} 0 & \text{si } t \leq 35 \\ 1 & \text{si } t > 35 \end{cases}$$

Sur la figure 3.9a, nous observons l'évolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} lorsqu'il y a occurrence d'un défaut système, c'est-à-dire un changement de valeur du paramètre a_{11} . Nous remarquons alors que les deux signaux \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} changent de régime statique suite à cette apparition et conforte les résultats obtenus en (3.33) et (3.34). Nous obtenons dans ce cas :

- $\hat{F}_{d1}(\infty) \approx -8$
- $\hat{F}_{d2}(\infty) \approx 7$

Figure 3.9b, nous traçons l'évolution des résidus R_1 et R_2 qui dépassent le seuil de détection rapidement après l'occurrence du défaut.

Néanmoins, nous remarquons que les valeurs prises par les résidus sont plus grandes que lors de la détection d'un défaut d'actionneur (figures 3.5b et 3.5d). Nous profitons de cette constatation pour insister, à nouveau, sur la difficulté liée à la détermination d'un seuil unique visant la détection et localisation de tous types de défauts.

Nous présentons maintenant figure 3.10 les résultats obtenus en présence d'un défaut mais en utilisant la forme R_f des résidus. Comme pour le cas des défauts d'actionneur, les valeurs prises par les résidus R_f sont bien supérieures à celles prises par les résidus R . Le critère choisi y est pour beaucoup. Nous remarquons tout de même que la détection est aussi parfaitement assurée avec cette méthode.

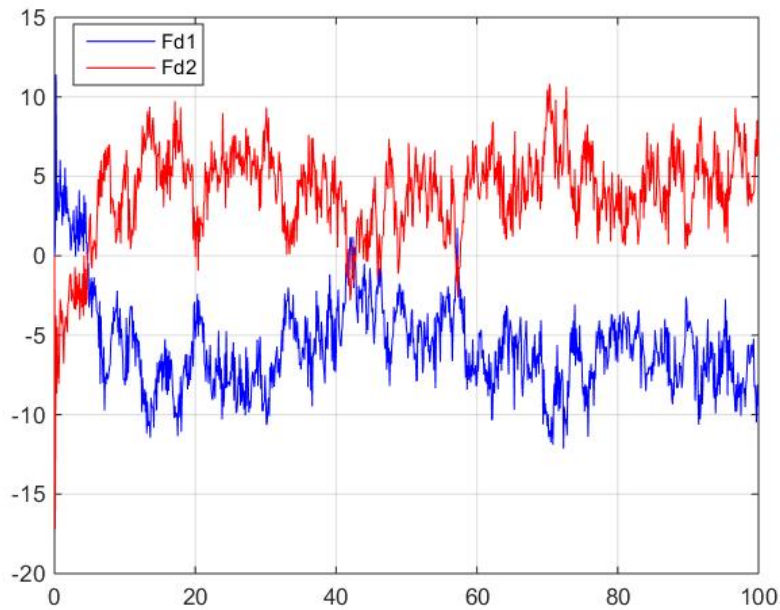
Lorsque l'on utilise les seconds signaux résiduels, nous remarquons qu'en présence de défauts, les amplitudes prises par ces derniers sont nettement plus importantes que dans le premier cas. Ainsi, nous pouvons définir le même seuil que ce soit pour des défauts d'actionneur ou système. C'est donc un avantage certain.

Dans le cas d'un défaut système, nous obtenons la matrice de décision figure 3.11.

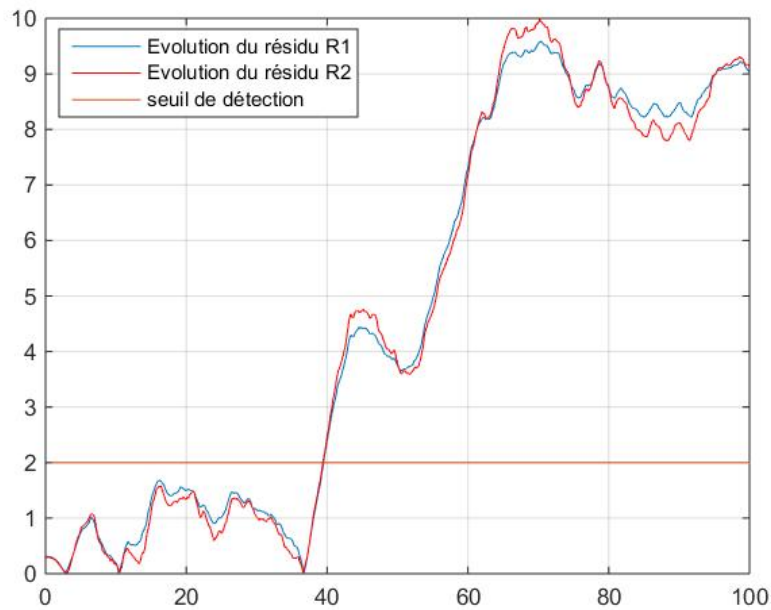
3.1.3 Diagnostic appliqué aux systèmes retardés

Pour conclure cette partie sur le diagnostic et faire le lien avec le chapitre précédent, nous allons appliquer la méthode de diagnostic présentée aux systèmes à retard inconnu.

Nous considérons le même système qu'auparavant où l'on réécrit les indices temporels



(a) Evolution de \hat{F}_{d1} et \hat{F}_{d2} en présence d'un défaut système.

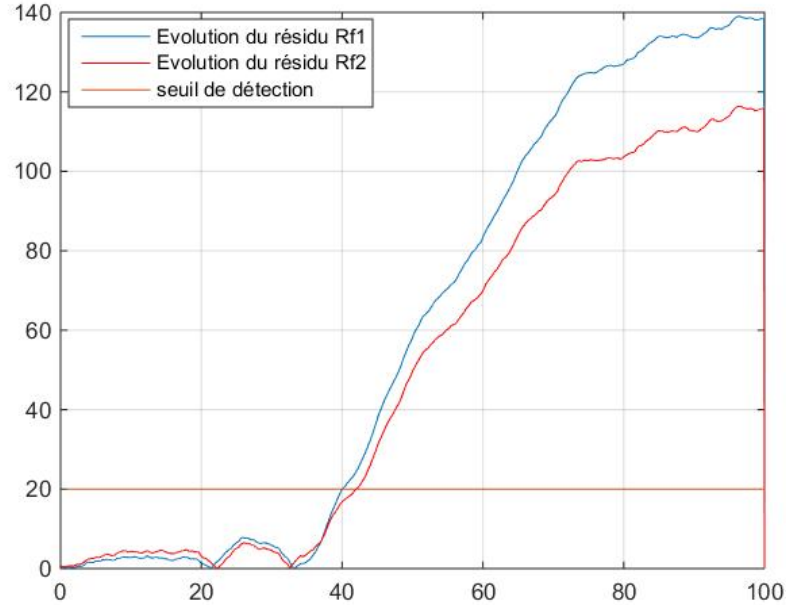


(b) Evolution des résidus R en présence d'un défaut système.

FIGURE 3.9 – Cas d'un défaut système avec α_{d2} et le résidu R .

t afin de faire apparaître le retard explicitement :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -3 + \delta a & 1 \\ 2 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4.5 & 3.1 \\ 3.2 & 4.3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t - \tau)\delta u_1 \\ u_2(t - \tau)\delta u_2 \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

FIGURE 3.10 – Evolutions des résidus R_f en présence d'un défaut système.

	résidu 1	résidu 2
défaut système	1	1

FIGURE 3.11 – Matrice de décision pour un défaut système.

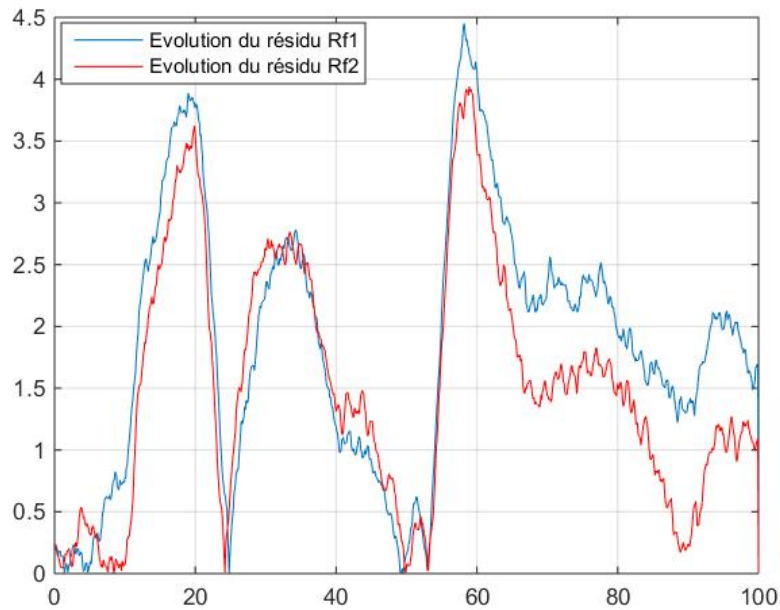
avec τ le retard supposé inconnu, δa l'amplitude du défaut système et δu l'amplitude du défaut d'actionneur.

On définit aussi les matrices $\alpha(t)$ et α_d permettant respectivement d'assurer le suivi de trajectoire et le diagnostic. Chacun des paramètres de la matrice $\alpha(t)$ est défini grâce à l'algorithme d'adaptation de $\alpha(t)$ vu au chapitre 2 de cette thèse. Nous réutilisons ensuite la matrice α_d définie précédemment :

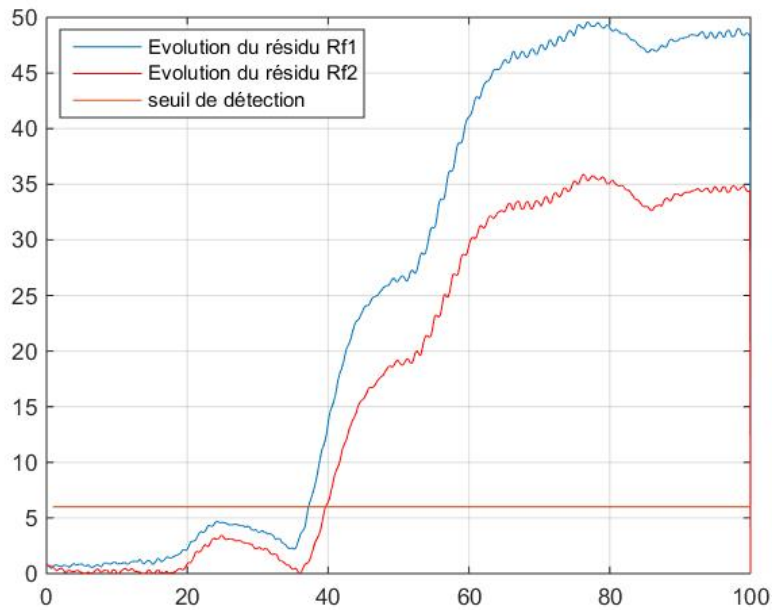
$$\alpha_d = \begin{pmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

Enfin, nous définissons le paramètre $K_{p1} = K_{p2} = 0.5$ et le retard $\tau = 4T_e$ avec $T_e = 0.1[s]$.

Nous simulons un défaut d'actionneur comme une perte de puissance de $\delta u = 35\%$. Aussi, l'amplitude du défaut système est $\delta a = 2$. Sur les figures 3.12 et 3.13, nous présentons les résultats obtenus lors de la détection de défaut pour un système couplé et retardé. Dans chacun des cas le défaut survient à $t = 35[s]$, nous remarquons que cette fois le temps de détection est un peu plus long. Néanmoins la détection et la localisation pour chaque type de défaut est parfaitement assurée. Une remarque importante à faire est que les défauts ne sont pas simultanés. En effet si tel était le cas nous ne pourrions pas décider si un défaut système est présent ou bien deux défauts sur $u_1(t)$ et $u_2(t)$ en même temps.



(a) Evolution de R_{f1} et R_{f2} sans défaut.



(b) Evolution de R_{f1} et R_{f2} pour un défaut système.

FIGURE 3.12 – Détection de défaut système pour un système retardé.

Nous remarquons qu'en considérant un système fortement couplé et retardé, le retard acceptable n'est pas très important. En effet, le système va rapidement se retrouver dé-

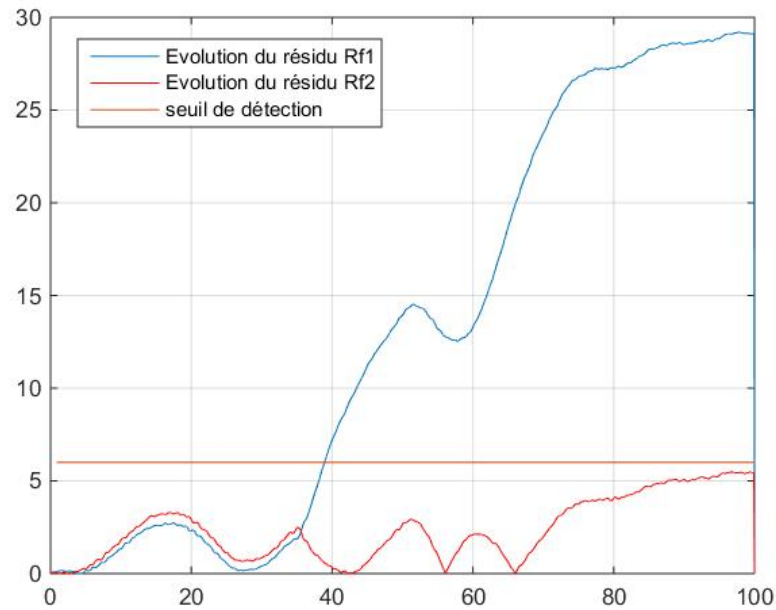
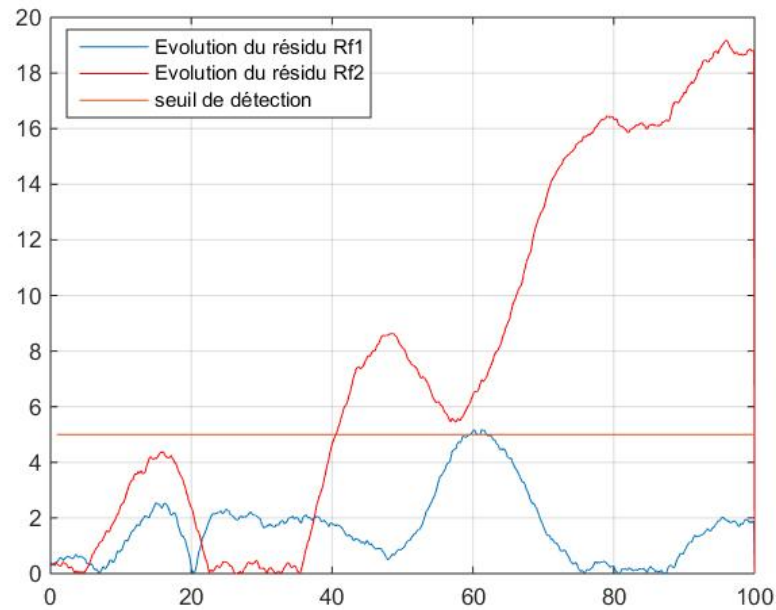
(a) Evolution de R_{f1} et R_{f2} pour un défaut d'actionneur sur u_1 .(b) Evolution de R_{f1} et R_{f2} pour un défaut d'actionneur sur u_2 .

FIGURE 3.13 – Détection de défaut d'actionneur pour un système retardé.

stabilisé de part le couplage et le retard. Ainsi, avec un retard de 4 échantillons seulement, il est déjà difficile de maintenir le système en zone de stabilité. Néanmoins les premiers résultats présentés ici sont concluants.

Dans cette section, nous avons présenté une méthode de diagnostic largement inspirée du principe de commande sans modèle. Nous avons expliqué comment détecter et localiser deux types de défaut : les défauts d'actionneur et les défauts système. De plus, grâce à l'approche proposée, nous avons vu que dans le cas des défauts d'actionneur, il est possible de jouer sur la sensibilité des signaux $\hat{F}_d(t)$ aux défauts via la matrice α_d définie précédemment.

Ensuite, nous avons proposé une approche permettant de générer un résidu qui ne soit pas sensible aux sauts de moyenne du signal de référence mais uniquement aux sauts de moyenne du signal $\hat{F}_d(t)$. Nous avons ensuite appliqué l'algorithme CUSUM sur ce résidu afin d'assurer la détection de saut de moyenne de \hat{F}_d et donc l'occurrence d'un défaut d'actionneur ou système.

Cette approche a été dans un premier temps appliquée à un système MIMO classique, puis à un système MIMO à retard inconnu. L'avantage principal de cette méthode provient du fait de la dissociation du bloc de commande et du bloc de diagnostic. Il est possible d'une part de garantir le suivi de trajectoire et d'autre part d'assurer le diagnostic.

Pour cet exemple, nous avons pu observer que lorsque les deux résidus franchissaient le seuil de détection en même temps alors cela correspondait à la présence d'un défaut système. Si seulement un seul signal résiduel franchit le seuil de détection alors un défaut d'actionneur est présent.

La matrice de décision, donnée figure 3.14, résume ces différentes observations.

Rappelons enfin que cette approche est valable lorsque les défauts ne sont pas simultanés. C'est-à-dire qu'un seul défaut apparaît à la fois.

	résidu 1	résidu 2
défaut sur u_1	1	0
défaut sur u_2	0	1
défaut système	1	1

FIGURE 3.14 – Matrice de décision globale.

Insistons enfin sur le fait que pour les méthodes FTC classiques l'étape préalable de la détection/localisation des défauts est nécessaire pour déclencher l'adaptation de la commande. Dans notre cas, le diagnostic a pour seul objectif de donner des informations sur l'état de fonctionnement du système. Nous montrons dans la suite du document (paragraphe 3-2) que la fonction même de FTC est intégrée dans la commande sans modèle.

Abordons maintenant le problème de commande tolérante aux défauts.

3.2 Commande sans modèle tolérante aux défauts

La deuxième problématique s'offrant à nous lorsque l'on parle du diagnostic des systèmes est la suivante : une fois un défaut détecté et localisé, comment doit-on/peut-on modifier la commande du système afin que le comportement de ce dernier reste acceptable ? En d'autres termes, comment garantir que ses performances restent correctes ?

Nous allons expliquer en quoi la commande sans modèle constitue une alternative intéressante à ce problème et s'accommode des défauts [LBPF15].

Comme nous l'avons vu dans la partie introductive de ce manuscrit, il existe différents types de commande tolérante aux défauts, la commande fiable, la commande robuste, la commande adaptative,... . Nous allons montrer de quelle méthode se rapproche la commande sans modèle.

Les défauts considérés ici sont les mêmes que ceux de la section précédente, c'est-à-dire les défauts d'actionneur et les défauts système. En étudiant leurs effets sur la commande sans modèle, nous verrons en quoi cette technique s'apparente à une commande tolérante aux défauts et en quoi elle assure ce rôle.

3.2.1 Défaut système

Soit un système classique MIMO de dimension n de la forme suivante :

$$\dot{y}(t) = Ay(t) + Bu(t) \quad (3.39)$$

avec les matrices A et B pleines.

Considérons qu'un défaut système est présent sur la i^{eme} composante, nous obtenons alors pour la sortie associée :

$$\dot{y}_i(t) = (a_{i1} + \delta a)y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.40)$$

où δa représente l'amplitude du défaut. Nous avons observé dans la partie précédente qu'un défaut système se traduisait par des changements de régime permanent sur \hat{F}_{di} . Voyons comment cela se traduit sur les différentes équations de la commande sans modèle.

Dans le bloc CSM, le modèle ultra-local associé à la sortie y_i est donné par :

$$\dot{y}_i(t) = \hat{F}_i(t) + \alpha_i^* u_i(t) \quad (3.41)$$

avec α_i^* le paramètre optimal et constant.

Ce qui donne finalement en combinant (3.40) et (3.41) :

$$\hat{F}_i(t) = (a_{i1} + \delta a)y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + (b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.42)$$

Nous pouvons l'écrire comme suit :

$$\hat{F}_i(t) = \bar{F}_i(t) + \delta F_i(t) \quad (3.43)$$

avec :

$$\bar{F}_i(t) = a_{i1}y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + (b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.44)$$

la valeur nominale de \hat{F}_i lorsqu'il n'y a pas de défaut et $\delta F_i(t) = \delta a y_i(t)$.

Ainsi, nous récrivons l'équation de commande (1.17) associée à la i^{eme} sortie comme suit :

$$u_i(t) = \frac{1}{\alpha_i^*} (-\bar{F}_i(t) - \delta F_i(t) + \dot{y}_{ref}(t)) - C(e(t)) \quad (3.45)$$

Que l'on peut réécrire comme :

$$u_i(t) = \bar{u}_i(t) - \frac{\delta F_i(t)}{\alpha_i^*} \quad (3.46)$$

avec :

$$\bar{u}_i(t) = \frac{1}{\alpha_i^*} (-\bar{F}_i(t) + \dot{y}_{ref}(t)) - C(e(t)) \quad (3.47)$$

la commande nominale sans défaut d'une part. Le terme $\frac{\delta F_i(t)}{\alpha_i^*}$ peut être vu comme une commande additive.

Ainsi en présence d'un défaut système, $u_i(t)$ est égale à la commande nominale à laquelle s'ajoute une autre commande. Au travers de l'estimation de $\hat{F}_i(t)$, ce dernier terme permet d'annihiler presque instantanément l'effet du défaut en corrigeant la commande comme le ferait une commande additive usuelle.

Voyons maintenant les résultats obtenus en simulation. Nous avons volontairement diminué l'amplitude du bruit afin que les changements d'amplitude soient bien visibles.

Exemple d'illustration

Considérons à nouveau le système particulier suivant en guise d'illustration :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -3 + \delta a & 1 \\ 2 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4.5 & 3.1 \\ 3.2 & 4.3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

Ce système est entièrement couplé. Considérons le défaut $\delta a = 4$ apparaissant à $t = 35[s]$ jusqu'à la fin de la simulation.

Sur les figures 3.15 et 3.16, nous observons les résultats obtenus lorsqu'un défaut système est présent. Nous remarquons bien qu'à l'occurrence du défaut, les signaux sont perturbés, que ce soit l'évolution de \hat{F} (figure 3.15a) ou l'évolution de la commande u (figure 3.15b). Ils changent de régime permanent ce qui est logique car \hat{F} intervient dans la commande u . En revanche, concernant les sorties temporelles y_1 et y_2 (figure 3.16), nous remarquons qu'elles sont impactées au moment de l'occurrence du défaut mais qu'elles reviennent rapidement à la normale et continuent leur suivi de trajectoire parfaitement. Nous observons donc que la commande sans modèle s'accommode d'un défaut système lorsqu'il survient. Elle remplit parfaitement le rôle de commande tolérante aux défauts sans que nous ayons à intervenir.

Voyons maintenant ce qu'il se passe dans le cas d'un défaut d'actionneur.

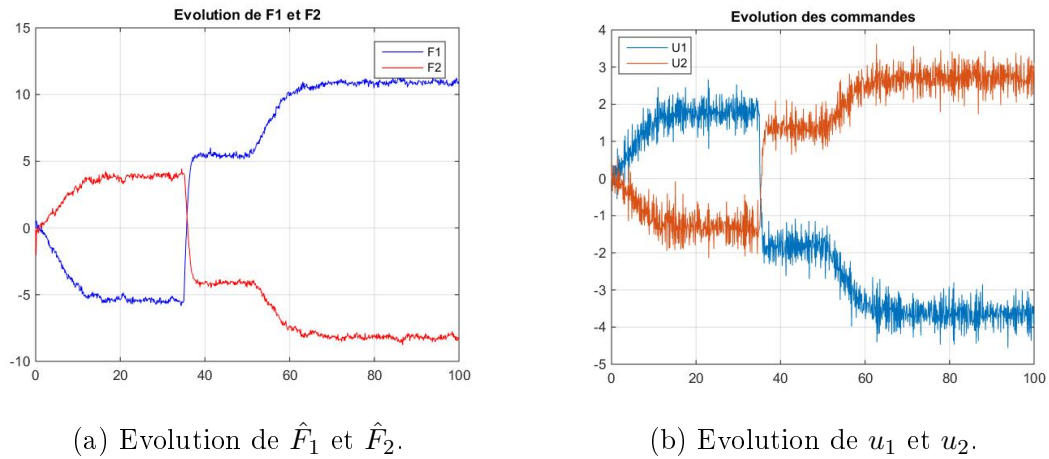


FIGURE 3.15 – Commande tolérante aux défauts dans le cas d’un défaut système, évolutions de \hat{F} et des commandes u_i .

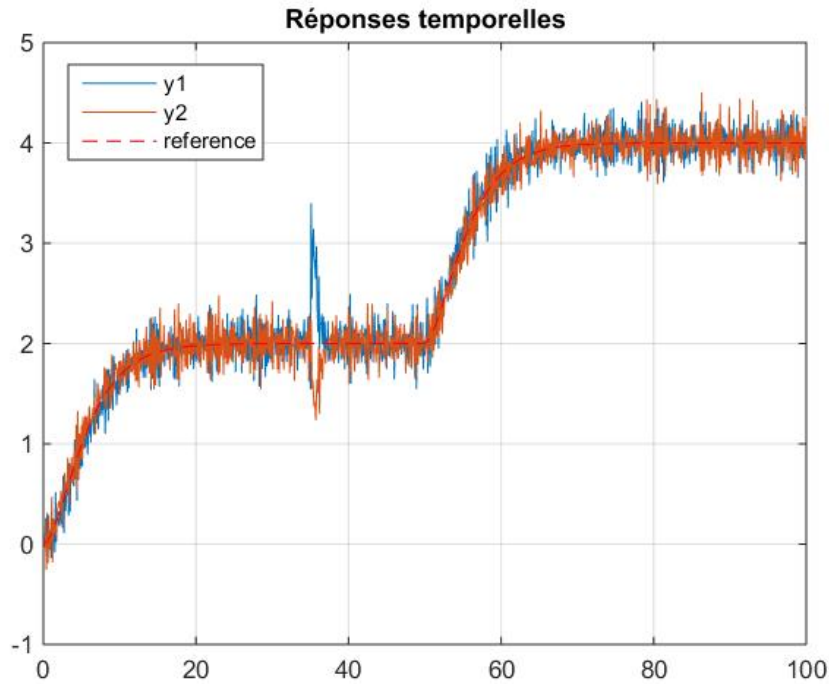


FIGURE 3.16 – Commande tolérante aux défauts dans le cas d’un défaut système, évolution des sorties temporelles y_i .

3.2.2 Défaut d’actionneur

Nous définissons un défaut d’actionneur comme précédemment, à savoir : $u_{def} = u(1 - \delta u)$ avec u la commande nominale sans défauts et δu l’amplitude du défaut.

Reprenons le cas général donné précédemment (3.39) avec un défaut d’actionneur pré-

sent sur l'entrée de commande u_i . Nous obtenons alors les équations suivantes pour la sortie temporelle y_i :

$$\dot{y}_i(t) = a_{i1}y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + b_{ii}(1 - \delta u)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.49)$$

et pour le modèle local :

$$\dot{y}_i(t) = \hat{F}_i(t) + \alpha_i^*(1 - \delta u)u_i(t) \quad (3.50)$$

Nous obtenons donc pour \hat{F}_i :

$$\hat{F}_i(t) = a_{i1}y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + (b_{ii} - \alpha_i^*)(1 - \delta u)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.51)$$

Ou encore :

$$\hat{F}_i(t) = a_{i1}y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + (b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) - \delta u(b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) \quad (3.52)$$

Nous retrouvons bien une expression de la forme $\hat{F}_i = \bar{F}_i + \delta F_i$, avec :

$$\bar{F}_i(t) = a_{i1}y_1(t) + \dots + a_{in}y_n(t) + b_{i1}u_1(t) + \dots + (b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) + \dots + b_{in}u_n(t) \quad (3.53)$$

l'estimation de \hat{F}_i lorsqu'il n'y a pas de défaut et :

$$\delta F_i(t) = -\delta u(b_{ii} - \alpha_i^*)u_i(t) \quad (3.54)$$

l'influence du défaut sur l'estimation de \hat{F}_i .

Ainsi, pour l'équation de commande nous obtenons :

$$u_i(t) = \frac{1}{\alpha_i^*} (-\bar{F}_i(t) - \delta F_i(t) + \dot{y}_{ref}(t)) - C(e(t)) \quad (3.55)$$

que nous pouvons récrire comme :

$$u_i(t) = \bar{u}_i(t) - \frac{\delta F_i(t)}{\alpha_i^*} \quad (3.56)$$

où :

$$\bar{u}_i(t) = \frac{1}{\alpha_i^*} (-\bar{F}_i(t) + \dot{y}_{ref}(t)) - C(e(t)) \quad (3.57)$$

représente la commande nominale sans défaut et le terme $\frac{\delta F_i}{\alpha_i^*}$ est la commande additive.

Comme pour le cas d'un défaut système, nous retrouvons bien dans ce cas le principe de la commande additive qui dépend de l'amplitude du défaut. Ceci se fait automatiquement grâce à l'estimation du paramètre \hat{F} de la commande sans modèle.

Exemple d'illustration

Considérons toujours le même système particulier :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -3 & 1 \\ 2 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 4.5 & 3.1 \\ 3.2 & 4.3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1(t)\delta u_1 \\ u_2(t) \end{pmatrix} \quad (3.58)$$

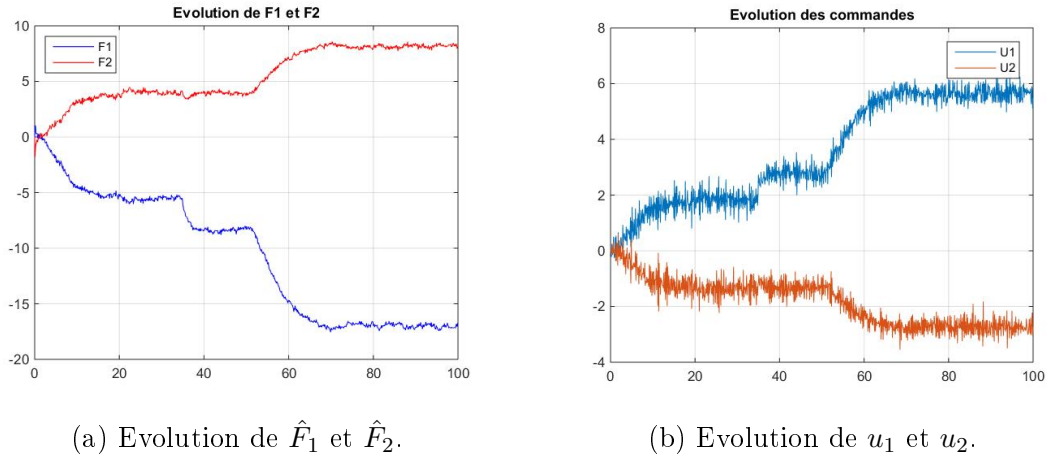


FIGURE 3.17 – Commande sans modèle tolérante aux défauts dans le cas d’un défaut actionneur, évolution de \hat{F} et des commandes u_i .

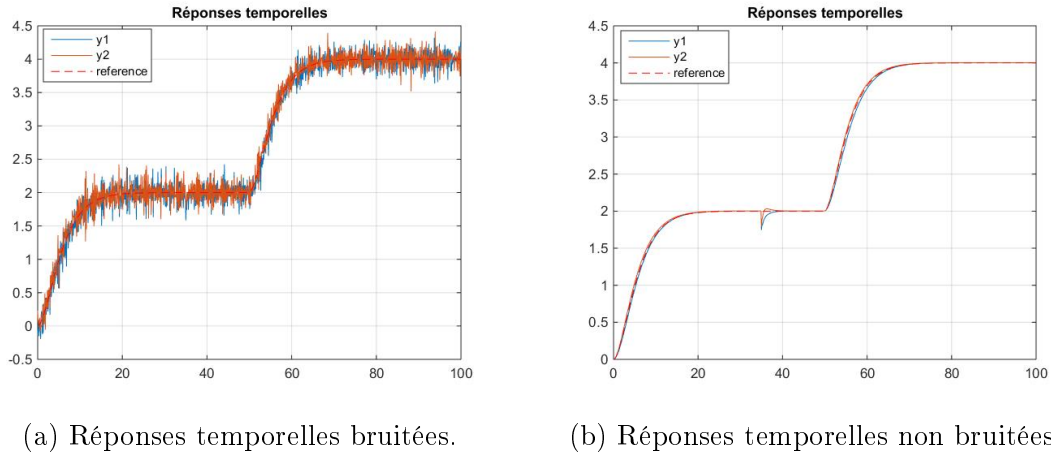


FIGURE 3.18 – Commande sans modèle tolérante aux défauts dans le cas d’un défaut d’actionneur, évolutions des sorties temporelles y_i .

avec un défaut d’actionneur sur u_1 . Cette entrée de commande subit une perte de puissance de 35% à partir de $t = 35[s]$ et ce jusqu’à la fin de la simulation. A noter que l’instant d’occurrence du défaut est supposé inconnu lors de la simulation.

Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 3.17 et 3.18. Nous remarquons dans le cas d’un défaut d’actionneur sur u_1 que seuls \hat{F}_1 (figure 3.17a) et u_1 (figure 3.17b) sont durablement impactés. Nous avons vu dans la partie précédente pourquoi il était normal que seul \hat{F}_1 et non \hat{F}_2 soit affecté par un tel défaut. C’est ce que nous retrouvons ici. Ensuite nous présentons les résultats obtenus en sortie, dans un cas bruité (figure 3.18a) et non bruité (figure 3.18b). Dans les deux cas les résultats obtenus sont très bons. Le suivi de trajectoire est parfaitement assuré par la commande sans modèle même si un défaut est présent. Nous remarquons en outre que le temps entre l’apparition du défaut et le rétablissement du suivi de trajectoire est très court. Enfin, nous remarquons que seule

la sortie y_1 est affectée et non y_2 malgré le couplage.

Avant de conclure cette partie, nous présentons, figure 3.19, les résultats obtenus avec l'estimation de $\alpha(t)$ en ligne dans le cas d'un défaut d'actionneur sur u_1 .

Nous remarquons là encore que le suivi de trajectoire est parfaitement assuré et que seule l'adaptation $\alpha_1(t)$ associée à l'entrée de commande endommagée réagit au moment de l'occurrence du défaut (à $t = 35s$) et s'ajuste pour annihiler l'effet de ce dernier.

La figure 3.20, quant à elle, présente les mêmes résultats lorsqu'un défaut système est présent à partir de $t = 35s$.

Une fois encore, les résultats obtenus sont très bons. Les adaptations de $\alpha_1(t)$ et $\alpha_2(t)$ se trouvent impactées lors de l'apparition du défaut et absorbent l'effet de celui-ci. Ceci est tout à fait normal car nous avons observé dans la partie précédente qu'un défaut système impacte tous les signaux. En revanche le suivi de trajectoire est lui parfaitement assuré.

Pour conclure cette partie, nous présentons figure 3.21 les résultats obtenus lorsque l'amplitude du défaut système ou d'actionneur devient trop importante pour que la commande sans modèle puisse s'en accommoder.

Dans le cas d'un défaut système, nous remarquons que la commande peut être déstabilisée car α n'est plus approprié à cette dynamique (figure 3.21a). En effet, si un défaut système d'amplitude importante survient, la dynamique de ce système sera modifiée et le paramètre α choisi précédemment ne conviendra plus. Ceci entraîne la déstabilisation du système. Ainsi pour $\delta a = 9$, nous observons que le système devient instable. La commande n'arrive pas à compenser l'effet du défaut. Lorsque l'amplitude du défaut devient trop importante, nous ne pouvons proposer de méthode permettant d'assurer la stabilité du système. Dans ce cas, la robustesse intrinsèque de la commande sans modèle ne suffit plus à assurer la stabilité du système en défaut. Il est alors nécessaire d'avoir recours à une approche active où la commande sans modèle serait adaptée en fonction d'un bloc de diagnostic.

En revanche, dans le cas d'un défaut d'actionneur important (figure 3.21b pour une perte de puissance de 85%), la commande sans modèle met un peu plus de temps à réagir mais le défaut est bien corrigé et les performances de la commande sans modèle restent acceptables. Naturellement, ceci est valable lorsqu'il n'y a pas de saturations sur les actionneurs. En pratique, l'utilisation d'actionneurs surdimensionnés est très rare car coûteuse. Il faudra donc s'attendre à d'éventuelles déstabilisations à l'instar des défauts système.

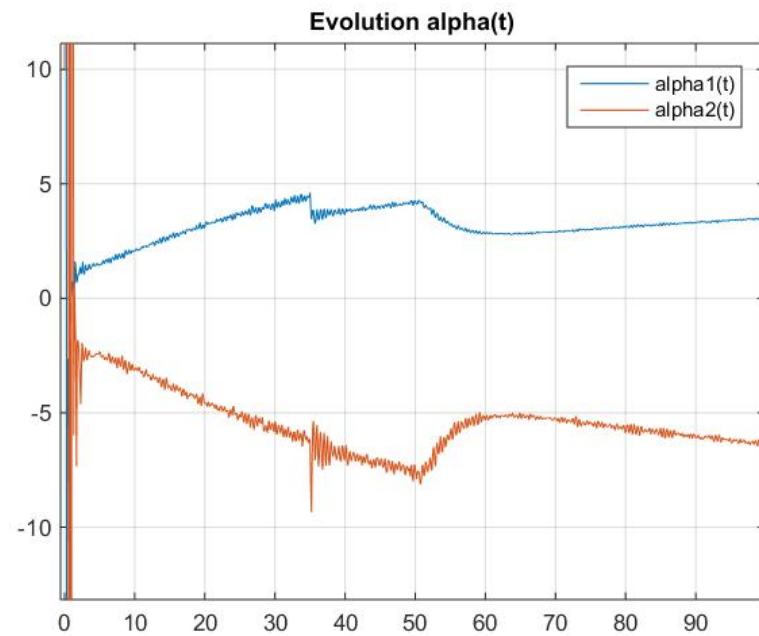
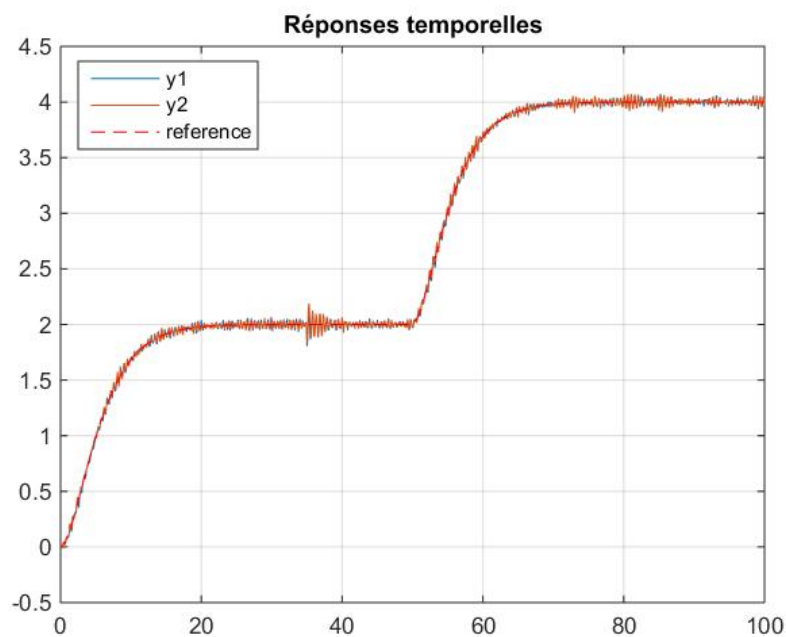
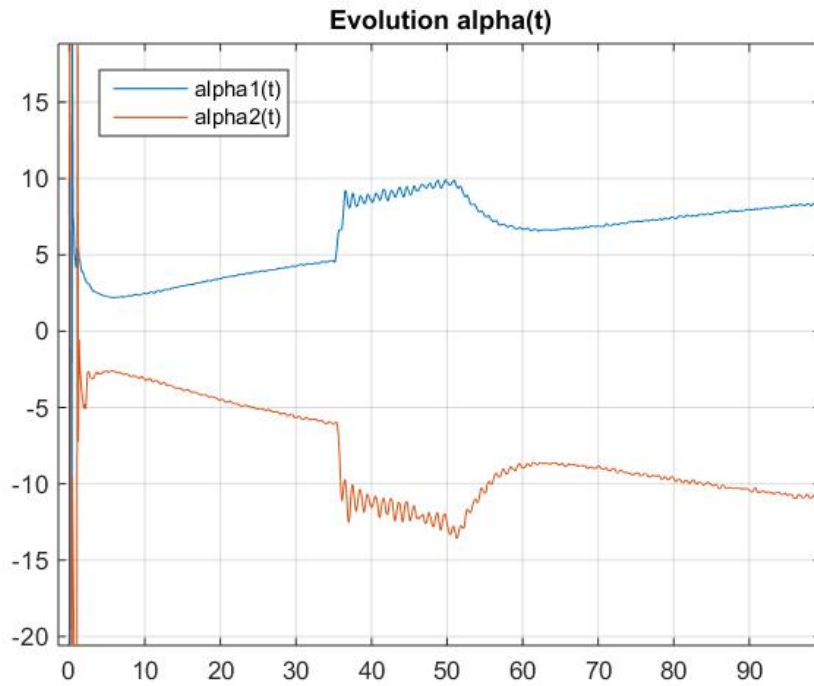
(a) Evolution temporelle de $\alpha_1(t)$ et $\alpha_2(t)$.(b) Réponses temporelles y_i .

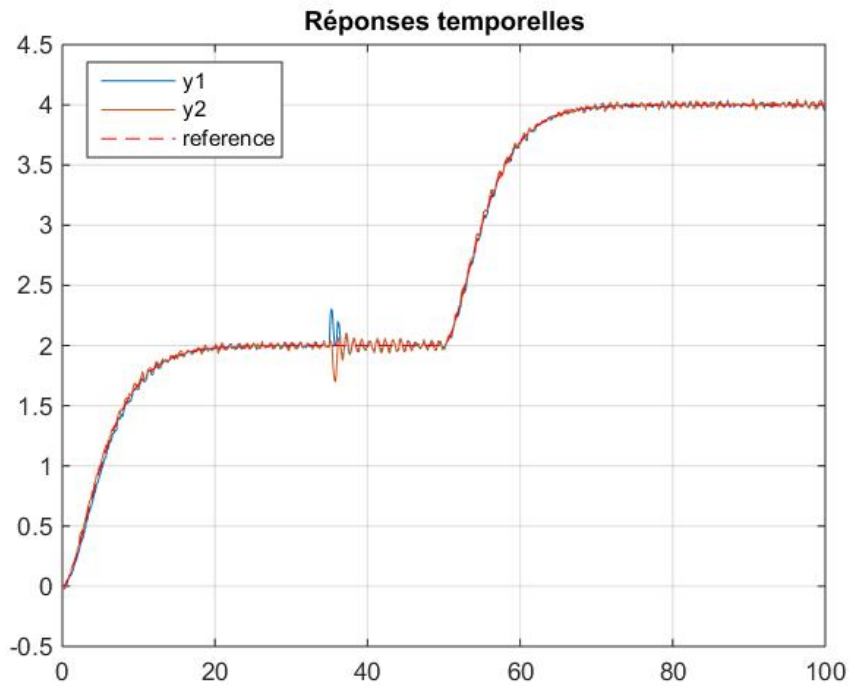
FIGURE 3.19 – Résultats obtenus avec l'adaptation de $\alpha(t)$ dans le cas d'un défaut d'actionneur.

3.3 Conclusion

Dans le troisième et dernier chapitre de ce manuscrit, nous avons abordé le problème du diagnostic des systèmes ainsi que de la commande tolérante aux défauts.



(a) Evolution temporelle de $\alpha_1(t)$ et $\alpha_2(t)$.



(b) Réponses temporelles y_i .

FIGURE 3.20 – Résultats obtenus avec l'adaptation de $\alpha(t)$ dans le cas d'un défaut système.

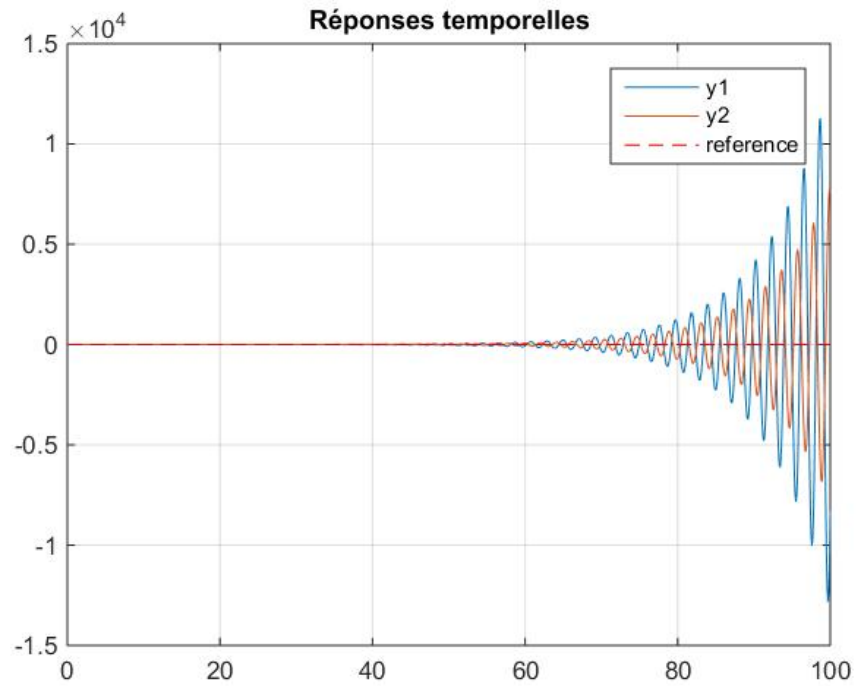
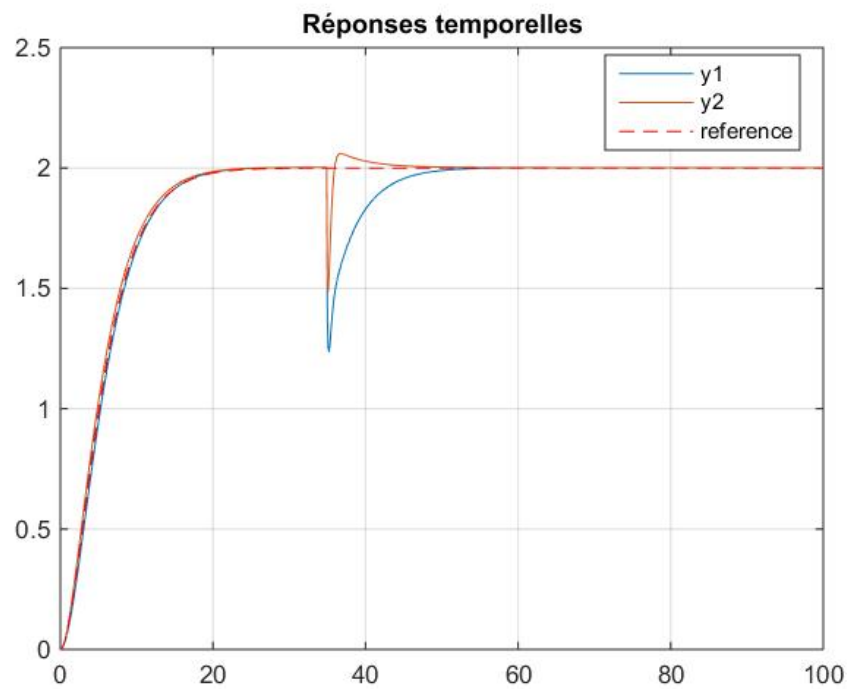
(a) Réponses temporelles y_i avec un défaut système trop important.(b) Réponses temporelles y_i avec un défaut d'actionneur important.

FIGURE 3.21 – Réponses temporelles des sorties obtenues pour des défauts importants.

Dans un premier temps, une approche nouvelle permettant de détecter et localiser un défaut a été présentée. Cette approche se compose de plusieurs étapes que nous rappelons ici.

Une première distinction entre le bloc de commande sans modèle CSM et le bloc de diagnostic sans modèle DSM est faite. D'une part, le bloc CSM permet d'assurer le meilleur suivi de trajectoire possible via les différents réglages des paramètres intervenant dans la synthèse de cette commande, notamment $\alpha^*/\alpha(t)$.

D'autre part, le bloc DSM au travers du choix de la matrice α_d permet d'augmenter la sensibilité des indicateurs en fonction des résultats désirés. De cette méthode et en ajustant judicieusement la matrice α_d , nous avons observé deux comportements particuliers sur les signaux indicateurs que sont les estimations \hat{F}_{di} .

Ainsi, lorsqu'il n'y a pas de défaut, rien n'est à signaler. C'est-à-dire que les estimations atteignent des régimes permanents et ne changent plus de valeur, excepté aux changements de consigne.

En revanche, lorsqu'un défaut actionneur survient, nous avons montré que seule l'estimation \hat{F}_d concernée change de régime permanent. C'est-à-dire que si le défaut apparaît sur u_1 , par exemple, seul le régime permanent de \hat{F}_{d1} se verra perturbé et inversement.

Enfin, lorsqu'un défaut système apparaît, cette fois, ce sont bien toutes les estimations de \hat{F}_d qui sont impactées.

Nous avons pu observer une forte corrélation entre les estimations \hat{F}_d et l'évolution du signal de référence. Afin de décorrélérer ces signaux, nous avons mis en place deux types de minimisation avec deux critères différents : dans un cas nous considérons que les deux signaux sont identiques à une constante multiplicative près. Dans le second nous approchons la relation entre ces deux signaux par un filtre du premier ordre. Au final, deux signaux résiduels R et R_f sont générés.

Une fois ces signaux résiduels construits, nous avons proposé une méthode d'évaluation des résidus afin de mettre en œuvre la détection et la localisation de défaut en nous servant de l'algorithme CUSUM (« CUmulative SUM »).

Ainsi, nous avons présenté une nouvelle approche permettant de mettre en œuvre des opérations classiques de diagnostic dans le cadre de la commande sans modèle. Cette approche ne présente que très peu de contraintes et demande simplement un bon réglage des différents paramètres. Les résultats obtenus sont très bons et très simples à mettre en œuvre comparés à d'autres méthodes de diagnostic.

La deuxième problématique de ce chapitre a concerné la commande tolérante aux défauts. En effet, détecter et localiser un défaut est une chose, néanmoins si une fois ce défaut détecté et localisé, nous sommes contraints d'arrêter le processus afin de le régler

à nouveau, son intérêt est limité.

Dans cette optique, nous nous sommes intéressés à l'impact de différents types de défaut (défaut d'actionneur et système).

Dans chacun des cas, au travers de l'écriture des équations, nous avons montré qu'en présence d'un défaut, dans le cas d'un système de dimension 2×2 , les estimations de \hat{F}_1 et \hat{F}_2 du bloc CSM se trouvaient modifiées et dépendaient de l'amplitude du défaut. Nous retrouvons à chaque fois une écriture de la forme : $\hat{F} = \bar{F} + \delta F$ avec $\bar{F} = \hat{F}_{nom}$. De la même manière, les entrées de commande en présence d'un défaut s'écrivent toujours sous la forme : $u = u_{nom} + \delta u$. Cette nouvelle commande a la forme d'une commande additive.

Ainsi, le bloc de commande sans modèle agit comme une commande tolérante aux défauts de type additif, sans que l'utilisateur n'ait besoin d'arrêter le processus ou de modifier les paramètres de la commande. Celle-ci s'accommode parfaitement de la présence d'un défaut sans qu'il ne soit nécessaire de l'identifier, et au travers de l'estimation de \hat{F} l'effet de ce dernier est annihilé. L'estimation de \hat{F} compense l'effet d'un défaut comme d'une perturbation, d'une erreur de modèle et de tout autre chose sans distinction. Bien sur, tout ceci est valable pour des défauts n'ayant pas une amplitude trop importante.

Par ailleurs, dans notre cas, cette accommodation ne souffre d'aucun retard de détection contrairement à d'autres méthodes qui sont tributaires du module de diagnostic.

Conclusion générale

Dans ce mémoire de thèse nous avons traité différents aspects de l'automatique, le tout en se reposant sur l'utilisation de la commande sans modèle. La commande ainsi que le diagnostic des systèmes ont été abordés.

Dans un premier temps, nous nous sommes focalisés sur la commande des systèmes linéaires retardés, le retard étant borné, connu ou inconnu. Nous avons présenté une première méthode basée sur un critère fréquentiel permettant d'analyser la stabilité de tels systèmes en boucle fermée. L'influence du paramètre α , présent au sein de la commande sans modèle, a pu être montrée et expliquée.

A partir de cette analyse, deux méthodes permettant de calibrer ou d'estimer en ligne le paramètre α ont été proposées. Chacune d'entre elles possède ses avantages et inconvénients.

La première méthode permettant de calibrer α en fonction du retard assure les meilleures performances (stabilité, précision et rapidité) pour le système. Néanmoins, cette méthode nécessite la connaissance du modèle ainsi que son retard, ou à minima la borne supérieure de l'intervalle dans lequel le retard se situe. Dans un contexte de commande sans modèle, ceci nous paraît contradictoire mais peut s'avérer utile dans un contexte où le modèle et le retard du système sont connus.

La deuxième méthode proposée se base sur la minimisation d'un critère temporel, et ne nécessite aucune connaissance sur le système considéré excepté l'intervalle dans lequel le retard se situe.

Ces deux approches sont des alternatives crédibles par rapport aux méthodes classiques de commande des systèmes retardés. En effet, les résultats obtenus répondent tout à fait à la problématique posée tout en réduisant les connaissances nécessaires à leur application. Avec une connaissance approximative du retard, nous avons pu proposer deux méthodes permettant d'améliorer les résultats.

La première décale dans le temps le signal de référence afin que la commande se déclenche plus rapidement et que la sortie temporelle soit « au plus près » de la trajectoire de référence. C'est une synchronisation.

La deuxième amélioration se situe au niveau du modèle local. Connaissant le retard a posteriori, nous avons ajusté le modèle ultra-local de la commande sans modèle. Cet ajustement permet de réduire de manière notable les oscillations du système. En combinant ces deux propositions, nous avons pu améliorer de manière significative les résultats obtenus.

Enfin, pour conclure ce deuxième chapitre, nous avons appliqué la seconde méthode au cas des systèmes régis par des équations aux dérivées partielles. La simplicité de mise en œuvre ainsi que les bons résultats obtenus sont à remarquer.

Le deuxième point abordé dans cette thèse concerne le diagnostic et la commande tolérante aux défauts. Nous avons proposé, dans un premier temps, une méthode nouvelle de diagnostic sans modèle, en adéquation avec les principes de la commande sans modèle. Nous avons montré que pour des défauts d'actionneur et système, les opérations de détection et de localisation sont tout à fait assurées par le module de diagnostic. L'avantage de notre proposition est que les blocs assurant la poursuite de trajectoire et le diagnostic sont parfaitement indépendants. Ainsi le fonctionnement de l'un n'influence pas l'autre et

les opérations de commande et de diagnostic sont réalisées simultanément.

Enfin, nous concluons ce mémoire avec une étude concernant la commande tolérante aux défauts. En effet, nous avons précisé l'effet d'un défaut actionneur ou système sur la commande sans modèle grâce à différentes équations, notamment celle du modèle ultra-local de la commande sans modèle et celle du modèle du système lui-même. Nous avons montré que la commande sans modèle s'accommode très bien de la présence d'un défaut tout en préservant le suivi de trajectoire. L'estimation du paramètre \hat{F} permet d'annihiler l'effet d'un défaut. Enfin nous avons montré qu'au travers de l'estimation \hat{F} , lorsqu'il y a présence d'un défaut, la commande sans modèle agit comme une commande additive.

En ce qui concerne les perspectives futures, une première étape serait de mener une analyse de robustesse théorique afin de s'assurer que le système soit robuste à différentes perturbations et autres signaux inconnus lorsque nous mettons en œuvre l'algorithme d'adaptation en ligne de $\alpha(t)$. Ensuite, il faudrait élargir le spectre des applications de l'algorithme d'adaptation de $\alpha(t)$ en ligne et l'appliquer à d'autres classes de systèmes afin de juger de son efficacité dans d'autres contextes.

L'application de l'optimisation de α^* à d'autres classes de systèmes paraît tout à fait envisageable au vu des différentes équations. En effet, nous n'avons besoin que de la fonction de transfert du système en boucle fermée ainsi que de la fonction de transfert du signal de référence. Ainsi, la méthode proposée dans ce manuscrit semble tout à fait applicable à d'autres systèmes en vue d'optimiser les performances de la commande sans modèle. Dans la même optique, une optimisation plus globale de l'ensemble des paramètres de synthèse de la commande sans modèle serait intéressante à mener. Optimiser l'ensemble des paramètres du correcteur $C(e(t))$ (qui ne serait plus un simple correcteur proportionnel), le paramètre (v) ainsi que α nous paraît être une suite logique aux travaux menés dans ce mémoire.

Concernant la commande sans modèle en elle-même, nous avons écrit précédemment que le cas MIMO pouvait être traité et obtenu en écrivant de manière matricielle les différentes équations. Nous attirons l'attention sur le fait que cela n'est valable que pour des systèmes carrés, c'est-à-dire que le nombre d'entrées est égal aux nombres de sorties. Néanmoins, il serait intéressant d'étudier les cas où le nombre de sorties diffère du nombre d'entrées. Ainsi, étendre les méthodes proposées dans ce manuscrit à ces différentes configurations permettrait de généraliser les avancées que nous avons proposé dans ce manuscrit.

Du point de vue du diagnostic, l'idéal serait d'enrichir la méthode de détection et de localisation de défauts proposée afin de l'appliquer au cas des défauts de capteur. Aussi, par analogie à la proposition précédente, définir une méthode précise pour le réglage de la matrice α_d nous permettrait d'avoir une démarche précise à suivre et non de la définir par simple essais comme à présent. De plus, il faudrait étendre l'application de la méthode nouvelle que nous avons proposé dans cette thèse à des systèmes plus généraux ou d'autres classes de systèmes comme par exemple des systèmes non linéaires. Nous avons obtenu des premiers résultats concluants avec l'application de notre méthode de diagnostic à des systèmes à retard inconnu.

Enfin, une application plus approfondie des méthodes présentées dans cette thèse sur les systèmes décrits par des équations aux dérivées partielles représenterait une véritable avancée, notamment au niveau de la commande. En effet, l'application de l'algorithme d'estimation de $\alpha(t)$ semble particulièrement intéressant à utiliser dans ce contexte.

Bibliographie

- [AFIJ12] Abouaissa,H., Fliess,M., Iordanova,V. & Join,C. Freeway ramp metering control made easy and efficient. 13th IFAC Symposium on Control Transportation Systems, Sofia, 2012.
- [ABJ17] Abouaissa,H., Fliess,M. & Join,C. On ramp metering : Towards a better understanding of ALINEA via model-free control. International Journal of Control, 90(5), 1018 :1026, 2017.
- [AKB15] Agee,J.T., Kizir,S. & Bingul,Z. Intelligent proportional-integral (iPI) control of a single link flexible joint manipulator. Journal of Vibration and Control, 21(11), 2273 :2288, 2015.
- [ARNH16] Al Younes,Y., Rabhi,A., Noura,H. & El Hajjaji,A. FDD and FTC for Ramp-type Actuator Fault using intelligent-output-estimator. 3rd Conference on Control and Fault-Tolerant Systems, Barcelona, Spain, 2016.
- [ACBS12] Andary,S., Chemori,A., Benoit,M. & Sallantin,J. A dual model-free control of underactuated mechanical systems-application to the inertialwheel inverted pendulum with realtime experiments. American Control Conference, Montreal, 2012.
- [ANFJMS10] d'Andrea-Novet,J., Fliess,M., Join,C., Mounier,H. & Steux,B. A mathematical explanation via “intelligent” PID controllers of the strange ubiquity of PIDs. 18th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10, Marrakech, Morocco, 2010.
- [AMS58] Aseltine,J., Mancini,A. & Sarture,C. A survey of adaptive control systems. IEEE Transaction on Automatic Control, 3, 102 :108, 1958.
- [AHL94] Astrom,K.J., Hang,C.C. & Lim,B.C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. IEEE transactions on automatic control, 39(2), 343 :345, 1994.
- [A07] Attaran,M. RFID : an enabler of supply chain operations. Supply Chain Management : an International Journal, 12(4), 249 :257, 2007.
- [BK93] Basseville,M. & Nikiforov,I.V. Detection of abrupt changes : theory and application. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 35 :62, 1993.
- [B71] Beard,R.V. Failure accommodation in linear systems through self-reorganization. Technical Report MNT-71-1, Man Vehicle Laboratory, M.I.T., Cambridge, 1971.

- [BRF09] Belkoura,L., Richard,J.P. & Fliess,M. Parameters estimation of systems with delayed and structured entries. *Automatica*, 45(5), 1117 :1125, 2009.
- [BRF08] Belkoura,L., Richard,J.P. & Fliess,M. A convolution approach for delay systems identification. 17th IFAC World Congress, Seoul, Korea, 2008.
- [BRF06] Belkoura,L., Richard,J.P. & Fliess,M. On-line identification of systems with delayed inputs. 16th Conference on Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS), Kyoto, Japon, 2006.
- [BC63] Bellman,R. & Cooke,K. Differential difference equations. Academic Press, New York, London, 1963.
- [BK94] Bhattacharyya,S.P. & Keel,L.H. Robust control : the parametric approach. *Advances in Control Education*, 1994.
- [B02] Bliman,P.A. Lyapunov equation for the stability of linear delay systems of retarded and neutral type. *IEEE Transactions on Automation and Control*, 47, 327 :335, 2002.
- [B48] Bourbaki,N. *Éléments de Mathématiques. Première Partie : Les Structures Fondamentales de l'Analyse*. *The Mathematical Gazette*, 32(300), 216 :219, 1948.
- [BV94] Brezinski,C. & Van Iseghem,J. Padé Approximation. *Handbook of Numerical Analysis*, 3, 47 :222, 1994.
- [BMBAS04] Butcher,E.A., Ma,H., Bueler,E., Averina,V. & Szabo,Z. Stability of linear time-periodic delay-differential equations via Chebyshev polynomials. *International Journal of Numerical Methods in Engineering*, 2004.
- [C50] Caldwell,W. Control system with automatic response adjustment. American Patent, 1950.
- [CB90] Campion,G. & Bastin,G. Indirect adaptive state feedback control of linearly parametrized non-linear systems. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 4(5), 345 :358, 1990.
- [CJKT02] Camponogara,E., Jia,D., Krogh,B.H. & Talukdar,S. Distributed model predictive control. *IEEE Control Systems*, 22(1), 44 :52, 2002.
- [CR15] Carrillo,F.J. & Rotella,F. Some contributions to estimation for model-free control. 17th IFAC Symposium on System Identification SYSID 2015, Beijing, China, 2015
- [CPZ96] Chen,J., Patton,R.J. & Zhang,H.Y. Design of unknown input observers and robust fault-detection filters. *International Journal of Control*, 63(1), 85 :105, 1996.
- [CT66] Chen,Q. & Thomlinson,G.R. Parametric identification of systems with dry friction and nonlinear stiffness using a time series model. *Journal of vibration and acoustics*, 118, 252 :263, 1966.
- [CAFMV09] Choi,S., d'Andrea-Novell,B., Fliess,M., Mounier,H. & Villagra,J. Model-free control of automotive engine and brake for Stop-and-Go scenarios. 10th European Control Conference, Budapest, 2009.

-
- [CMT87] Clarke,D.W., Mohtadi,C. & Tuffs,P.S. Generalized predictive control. *Automatica*, 23(2), 137 :148, 1987.
- [SL99] De Sousa,C.E. & Li,X. Delay-dependent robust H_∞ control of uncertain linear state-delayed systems. *Automatica*, 35(7), 1313 :1321, 1999.
- [MRFJB12] De Miras,J., Riachy,S., Fliess,M., Join,C. & Bonnet,S. Vers une commande sans modèle d'un palier magnétique. 7e Conference International Francophone, Automatique, Grenoble, 2012.
- [DVJ06] Denis-Vidal,L. & Jaubertie,C. Identifiability of a nonlinear delayed differential aerospace model. *IEEE Transactions on automatic control*, 56(1), 154 :158, 2006.
- [DW80] Desoer,C.A. & WANG,Y.T. On the Generalized Nyquist Stability Criterion. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 25, 1980.
- [D09] Dilaneh,I. Etude de la commande et de l'observation à distance de systèmes. Thèse de doctorat, 2009.
- [DJH16] Doublet,M., Join,C. & Hamelin,F. Model-free control for unknown delayed systems, SysTol'16 : 3rd International Conference on Control and Fault-Tolerant Systems, Barcelona, 2016.
- [DJH17] Doublet,M., Join,C. & Hamelin,F. Stability analysis for unknown delayed systems controlled by model-free-control. 21st International Conference on System Theory, Control and Computing, Sinaïa, 2017.
- [FJ13] Fliess,M. & Join,C. Model-free control, *International Journal of Control*, 86(12), 2228 :2252, 2013.
- [FS08] Fliess,M. & Sira-Ramirez,H. Closed-loop parametric identification for continuous-time linear systems via new algebraic techniques. *Closed-loop Parametric Identification for Continuous-time Linear Systems via New Algebraic Techniques*, 363 :391, 2008.
H.Garnier & L.Wang. Identification of Continuous-time Models from Sampled Data. *Advances in Industrial Control*, Springer, 362 :391, 2008.
- [FJ14] Fliess,M. & Join,C. Stability margins and model-free control : A first look. In 13th European Control Conference, ECC'14, 454 :459, 2014.
- [FFCTS13] Formentin,S., de Filippi,P., Corno,M., Tanelli,M. & Savaresi,S. Data-driven design of braking control systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21, 186 :193, 2013.
- [FFTS10] Formentin,S., de Filippi,P., Tanelli,M. & Savaresi,S. Model-free control for active braking systems in sport motorcycles. 8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, Bologne, 2010.
- [FD97] Frank,P. & Ding,X. Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems. *Journal of Process Control*, 7, 403 :424, 1997.
- [F01] Friedman,E. New Lyapunov–Krasovskii functionals for stability of linear retarded and neutral type systems. *Systems and Control letters*, 43, 309 :319, 2001.

- [F04] Fridman,E. Stability of linear functional differential equations : A new lyapunov technique. Proceedings of the Mathematical Theory of Networks and System, 2004.
- [FGDR03] Fridman,E., Gouaisbaut,F., Dambrine,M. & Richard,J.P. Sliding mode control of systems with time-varying delays via descriptor approach. International Journal of Systems Science, 34(8-9), 553 :559, 2003.
- [FSR04] Fridman,E., Seuret,A. & Richard,J.P. Robust sampled-data stabilization of linear systems : an input delay approach. Automatica, 2004.
- [GGV94] Gallivan,K., Grimme,E. & Van Dooren,P. Pade approximation of large-scale dynamic systems with Lanczos methods. Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, 1994.
- [GVSA12] Garcia,M.R., Vilas,C., Santos,L.O. & Alonso,A.A. A Robust Multi-Model Predictive Controller for Distributed Parameter Systems. Journal of Process Control, 22, 60 :71, 2012.
- [GPM89] Garcia,C.E., Prett,D.M. & Morari,M. Model predictive control : Theory and practice—A survey. Automatica, 25(3), 335 :348, 1989.
- [GHL04] Ge,S.S., Hong,F. & Lee,T.H. Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 34(1), 499 :516, 2004.
- [GDBJAC11] Gédouin,P.A., Delaleau,E., Bourgeot,J.M., Join,C., Arab-Chirani,S. & Calloch,S. Experimental comparison of classical pid and model-free control : Position control of a shape memory alloy active spring. Control Engineering Practice, 19, 433 :441, 2011.
- [GARF04] Gil,J.J., Avello,A., Rubio,A. & Florez,J. Stability analysis of a 1 DOF haptic interface using the Routh-Hurwitz criterion. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 12(4), 2004.
- [GN03] Gu,K. & Niculescu,S.I. Survey on recent results in the stability and control of time-delay systems. Journal of dynamic systems measurement and control, 125(2), 158 :165, 2003.
- [GKC03a] Gu,K., Kharitonov,V.L. & Chen,J. Stability of Time-Delay Systems. Control engineering Series, Birkhäuser, Boston, 2003.
- [GKC03b] Gu,K., Kharitonov,V. & Chen,J. Effects of channel dynamics on the stability of teleportation, Control Engineering Series, Birkhäuser, Boston, USA, 2003.
- [HLS05] Hausman,W.H., Lee,H.L. & Subramanian,U. Global Logistics Indicators, Supply Chain Metrics, and Bilateral Trade Patterns. World Bank Policy Research Working, Paper No. 3773, 2005.
- [HWLW07a] He,Y., Wang,Q.G., Lin,C. & Wu,M. Delay-range-dependent stability for systems with time-varying delay. Automatica, 43(2), 371 :376, 2007.
- [HGS05] Hua,C., Guan,X. & Shi,P. Robust backstepping control for a class of time delayed systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 50(6), 894 :899, 2005.

-
- [IS02] Insperger,T. & Stepan,G. Semi-discretization method for delayed systems. *International Journal of Numerical Methods in Engineering*, 2002.
- [I97] Isermann,R. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control Engineering Practice* 5, 709 :719, 1997.
- [I05] Isermann,R. Model-based fault-detection and diagnosis—status and applications. *Annual Reviews in Control*, 29(1), 71 :85, 2005.
- [I06] Isermann,R. *Fault-Diagnosis System*. Springer, Berlin, 2006.
- [JCM13] Join,C., Chaxel,F. & Fliess,M. Intelligent controllers on cheap and small programmable devices, 2nd International Conference on Control and Fault-Tolerant Systems, Nice, 2013.
- [JMF08] Join,C., Masse,J. & Fliess,M. Etude préliminaire d’une commande sans modèle pour papillon de moteur. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 42, 337 :354, 2008.
- [K60] Kalman,R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transaction of the ASME - Journal of Basic Engineering*, 1, 35 :45, 1960.
- [KMC05] Kharitonov,V., Mondie,S. & Collado,J. Exponential estimates for neutral time-delay systems and lmi approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(5), 2005.
- [K63] Krasovskii,N. *Stability of motion*. Stanford University Press, 1963.
- [K86] Kreisselmeier,G. A robust indirect adaptive-control approach. *International Journal of Control*, 43(1), 161 :175, 1986.
- [KS08] Krstic,M. & Smyshlyaev,A. Backstepping boundary control for first-order hyperbolic PDEs and application to systems with actuator and sensor delays. *Systems and control letters*, 57(9), 750 :758, 2008.
- [LBPF15] Lafont,F., Balmat,J-F., Pessel,N. & Fliess,M. A model-free control strategy for an experimental greenhouse with an application to fault accommodation. *Computers and Electronics in Agriculture*, 139 :149, 2015.
- [LPBF13] Lafont,F., Pessel,N., Balmat,J-F. & Fliess,M. On the model-free control of an experimental greenhouse. *International Conference Modeling Simulation Control*, San Francisco, 2013.
- [LF06] Liang,Y. & Feeny,B. Parametric identification of a base-excited single pendulum. *Nonlinear Dynamics*, 46, 17 :29, 2006.
- [LHKSS90] Luebbers,R., Hunsberger,F., Kunz,K.S., Standler,R. & Schneider,M. A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 32(3), 222 :227, 1990.
- [MA00] Majhi,S. & Atherton,D.P. Obtaining controller parameters for a new smith predictor using autotuning. *Automatica*, 36, 1651 :1658, 2000.
- [MRRS00] Mayne,D.Q., Rawlings,J.B., Rao,C.V. & Scokaert,P.O.M. Constrained model predictive control : Stability and optimality. *Automatica*, 36(6), 789 :814, 2000.

- [MN07] Michiels,W. & Niculescu,S.I. Stability and stabilization of time-delay systems : an eigenvalue-based approach. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2007.
- [MF07] Mikles,J. & Fikar,M. Process Identification. Process Modelling, Identification and Control, 221 :251, Springer, Berlin, Heidelberg, 2007.
- [MMDFJ15] MohammadRidha,T., Moog,C.H., Delaleau,E., Fliess,M. & Join,C. A Variable Reference Trajectory for Model-Free Glycemia Regulation. Proceedings of the Conference on Control and its Applications, 2015.
- [MPKL01] Moon,Y.S., Park,P., Kwon,W.H. & Lee,Y.S. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems. International Journal of Control, 74(14), 1447 :1455, 2001.
- [M11] Moussa Ali, A. Diagnostic sans modèle à priori. Thèse de doctorat, 2011.
- [N01a] Niculescu,S. Delay effects on stability : a robust control approach. Lecture Notes in Control and Information Sciences, 269, 2001.
- [N01b] Nikolaou,M. Model predictive controllers : A critical synthesis of theory and industrial needs. Advances in Chemical Engineering, 26, 131 :204, 2001.
- [NHL05] Niu,Y., Ho,D.W.C & Lam,J. Robust integral sliding mode control for uncertain stochastic systems with time-varying delay. Automatica, 41(5), 873 :880, 2005.
- [PLR04] Peng,T., Leckie,C. & Ramamohanarao,K. Proactively Detecting Distributed Denial of Service Attacks Using Source IP Address Monitoring. International Conference of Research in Networking, 2004.
- [QWYQQLO8] Qian,Q., Wei,H., Yixin,Z., Qiang,H., Qiaoli,H. & Lin,X. System identification of the double inverted pendulum based on genetic algorithm. 2nd International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics, ISSCAA 2008.
- [R03] Richard,J.P. Time-delay systems : an overview of some recent advances and open problems. Automatica, 39, 1667 :1694, 2003.
- [SP04] Siris,V.A. & Papagalou,F. Application of anomaly detection algorithms for detecting SYN flooding attacks. Global Telecommunications Conference, 2004.
- [TAR15] Thabet,H., Ayadi,M. & Rotella,F. An algebraic control approach based on the estimation of an ultra-local broida model. In 4th International Conference on Systems and Control, Sousse, Tunisia, April 28-30, 2015.
- [VMPP10] Villagra,J., Milanés,V., Perez,J. & de Pedro,T. Control basado en PID inteligentes : Aplicación al control de crucero de un vehículo a bajas velocidades. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, 7, 44 :52, 2010.
- [WYTZC16] Wang,H., Ye,X., Tian,Y., Zheng,G. & Christov,N. Model-free-based terminal SMC of quadrotor attitude and position. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 52(5), 2016.
- [WBMSB12] Wen,B., Boroyevich,D., Mattavelli,P., Shen,Z. & Burgos,R. Experimental verification of the Generalized Nyquist stability criterion for balanced three-phase ac systems in the presence of constant power loads Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2012.

-
- [YNU07] Yi,S., Nelson,P.W. & Ulsoy,A.G. Survey on Analysis of Time Delayed Systems via the Lambert W Function. *Advances in Dynamical Systems*, 14(2) 296 :301, 2007.
- [Y66] Yoshizawa,T. *Stability Theory by Liapunov's Second Method*. The Mathematical Society of Japan, Tokyo, 1966.
- [ZHJWZ16a] Zhang,C.K., He,Y., Jiang,L., Wu,M. & Zeng,H.B. Stability analysis of systems with time-varying delay via relaxed integral inequalities. *Systems & Control Letters*, 92, 52 :61, 2016.
- [ZJ98] Zhao,Q. & Jiang,J. Reliable state feedback control system design against actuator failure. *Automatica*, 34(10), 1267 :1272, 1998.
- [ZN42] Ziegler,J.G. & Nichols,N.B. *Optimum Settings for Automatic Controllers* , 1942.
- [ZD98] Zhou,K. & Doyle,J.C. *Essentials of robust control*. Upper Saddle River N.J : Prentice Hall, cop. 1998.

Résumé

Dans ce travail de thèse, la commande sans modèle a tout d'abord été appliquée et adaptée au cas des systèmes présentant un retard connu ou inconnu. Cette méthode de commande ne nécessitant pas la connaissance précise d'un modèle du système, elle trouve toute son efficacité dans l'appréhension de retards inconnus. Différentes adaptations de l'approche classique, reposant sur la minimisation de critères temporels et fréquentiels, ont été proposées suivant le contexte d'un retard connu, borné ou inconnu. Elles nous ont permis d'élargir le spectre des systèmes considérés et d'améliorer les performances intrinsèques de la commande sans modèle. Les systèmes retardés, qui sont la cible privilégiée de ce travail, ont pu bénéficier de ces améliorations.

Le problème du diagnostic des systèmes à retard a ensuite été abordé. Une nouvelle méthode de diagnostic sans modèle a été proposée, fondée sur les principes mêmes de la commande sans modèle. Cette proposition s'appuie sur la seule évolution temporelle des signaux entrée/sortie du système. Par la génération de signaux résiduels, la détection et la localisation de défauts d'actionneurs et du système est assurée sous certaines hypothèses.

Finalement, nous avons montré en quoi la commande sans modèle s'apparente à une commande tolérante aux défauts et son efficacité en tant que telle a été prouvée. Une différence importante est à souligner par comparaison à d'autres commandes plus classiques, de type PI par exemple. En effet, la commande sans modèle est non seulement robuste à des signaux perturbateurs basses fréquences en entrée, à l'identique d'une structure PI classique, mais elle permet également de rejeter d'autres types de signaux révélateurs de défauts via l'estimation de certains paramètres de synthèse.

Tout au long du mémoire, l'efficacité des approches proposées en commande et en diagnostic est perçue au travers d'exemples académiques.

Mots-clés: Commande sans modèle, systèmes retardés, retard inconnu, diagnostic sans modèle.

Abstract

In this thesis, the model-free control was applied and adapted to delayed systems whose delay is either known or unknown. This method of control does not require the specific knowledge of a model of the system, it finds all its effectiveness in the apprehension of the unknown delays. Different adaptations of the classical approach, based on the minimization of frequency and temporal criteria, have been proposed in the context of a known, bounded or unknown delay. They allowed us to extend the range of systems considered and to improve the intrinsic performance of the model-free control. The delayed systems, which are the main target of this thesis, were able to benefit from these improvements.

The problem of the fault-diagnosis of delayed systems was then addressed. A new method of model-free diagnosis has been proposed, based on model-free control principles. Our proposal only uses the temporal evolution of the system's input and output signals. Due to the generation of residual signals, the detection and localization of actuator/system faults were permitted under certain assumptions.

Finally, we have studied the fault-tolerance properties of model-free control and its efficacy has been proven. Compared with more conventional methods, such as the PI Controller for example, a notable difference is to be mentioned. Indeed, unlike a PI controller, the model-free control is robust not only to low-frequency input disturbance signals, but it also allows for the rejection of other signal types by estimating summary parameters.

Throughout this report, the effectiveness of the proposed approaches was illustrated in terms of control or diagnosis by multiple academic examples.

Keywords: Model-free control, delayed systems, unknown delay, model-free diagnosis.

